

Treball de Fi de Grau

Grau en Enginyeria en Tecnologies Industrials

Control d'un motor de corrent continu amb DSP

Autor: Marc Torres i Julián
Director: Antoni Sudrià i Andreu
Convocatòria: Juny 2016



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona

Agraïments

La realització d'aquest treball ha estat una tasca llarga i complexa, la qual no hauria estat possible sense l'ajuda de diverses persones que hi han col·laborat d'una manera o d'una altra i a les quals voldria agrair la seva dedicació.

En primer lloc a l'Antoni Sudrià, tutor d'aquest projecte, per la seva ajuda i dedicació durant el mateix i les seves idees sobre com enfocar-lo.

En segon lloc al Daniel Montesinos, per donar la idea del que ha acabat sent l'objectiu principal d'aquest projecte i per l'empenta necessària quan el treball es quedava encallat.

En tercer lloc a totes les persones del CITCEA que m'han ajudat sempre que ho he necessitat, sobretot i especialment al Carlos Miguel i al Daniel Heredero; al primer per la seva ajuda en la interpretació i implementació del codi, i al segon pels seus coneixements sobre control automàtic i la implementació al TestBed.

Finalment, voldria agrair també a la meua família i amics el suport i els ànims rebuts durant tota la realització del treball.

Resum

A dia d'avui el control de motors elèctrics és un dels camps més importants en l'enginyeria industrial: els motors elèctrics de mides i característiques ben diverses estan presents en in comptables aplicacions fins al punt que seria difícil imaginar una alternativa viable a la versatilitat i senzillesa que ofereixen.

Gràcies al ràpid desenvolupament de l'electrònica de potència durant les últimes dècades els motors elèctrics de corrent continu han experimentat una clara millora en les possibilitats de control i versatilitat que presenten, fent d'ells una opció altament fiable en nombrosos aspectes. Alhora, l'aparició dels DSPs a finals dels anys setanta i principis dels vuitanta ha proporcionat les eines necessàries que permeten la senzilla implementació d'aquest control.

El present treball pretén millorar el control d'un motor elèctric de corrent continu implementat en una plataforma docent del departament d'Enginyeria Elèctrica de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona. Aquesta plataforma compta amb dos motors acoblats mecànicament: un motor brushless AC trifàsic i un motor de corrent continu d'imants permanents.

Inicialment es durà a terme una introducció al funcionament dels motors elèctrics de corrent continu, així com a les seves estratègies de control. També es realitzarà una breu explicació del funcionament i l'estructura interna d'un DSP, així com una descripció de la plataforma de treball.

A continuació es buscarà implementar una millora en el control del motor de corrent continu com a simulador de càrrega del motor brushless, per finalment observar els resultats de manera experimental i valorar si es corresponen amb les millores implementades.

Índex

Resum	v
Índex de figures	ix
Acrònims	xi
I Memòria	1
1 Introducció	3
1.1 Objectius del projecte	3
1.2 Abast del projecte	3
2 El motor de corrent continu	5
2.1 Principi de funcionament	5
2.1.1 Tipus de motors	6
2.1.2 Regulació de velocitat	7
2.2 Modelat del motor	7
2.2.1 Diagrames i equacions	7
2.2.2 Espai de Laplace	9
3 Control	11
3.1 Pont complet o en H	12
3.2 Control mitjançant PWM	12
3.3 Controladors PID	13
3.4 Control del motor brushless	15
3.4.1 Transformacions matricials	15
3.4.2 Parell i control vectorial	16
4 Digital Signal Processor	19
4.1 Arquitectura i característiques bàsiques	19
4.1.1 La unitat aritmètico-lògica d'un DSP	20
4.2 Perifèrics	20
5 Entorn de treball	21
5.1 TestBed	21
5.1.1 DSK eZdsp F2812	22
5.1.2 AROM	23
5.1.3 DSC TMS320F2812	23
5.1.4 CDM2480	26
5.1.5 Motor brushless AC	27
5.1.6 Motor de corrent continu d'imants permanents	27
5.1.7 Encoders	28

5.2	Code Composer Studio	28
6	Programa	31
6.1	Interrupcions	31
6.2	Llibreries IQMath i DMC	31
6.3	Estructura general	32
7	Control del parell	35
7.1	Llaç de corrent	35
7.1.1	Disseny del controlador	36
7.1.2	Simulacions	41
7.1.3	Saturació, retard i sensibilitat davant de pertorbacions	44
7.2	<i>Feed-forward</i> o prealimentació	47
8	Resultats experimentals	49
8.1	Aplicació al programa	49
8.2	Estat inicial	49
8.3	Estat final	52
9	Conclusions	57
	Bibliografia	59
II	Annexos	61
A	Silicon errata	63
B	Especificacions del DSC TMS320F2812	65
C	Especificacions del motor EC-max 40	75
D	Especificacions del motor RE 36	77
E	Especificacions del circuit integrat L6203	79
F	Especificacions de l'encoder HEDS-5540	87
G	Esquemàtics del TestBed	89

Índex de figures

Figura 2.1	Circuit elèctric de l'excitació	5
Figura 2.2	Esquema d'una espira del debanat del rotor	6
Figura 2.3	Regulació de tensió i debilitament de camp	7
Figura 2.4	Esquema elèctric del circuit induït	8
Figura 2.5	Esquema de blocs del motor	9
Figura 3.1	Control d'un motor DC en quatre quadrants	11
Figura 3.2	Disposició de pont complet	12
Figura 3.3	Obtenció d'un senyal PWM	13
Figura 3.4	Estructura d'un controlador PID	14
Figura 3.5	Estat d'un motor síncron d'imants permanents	15
Figura 3.6	Components del vector corrent	16
Figura 4.1	Els dos tipus d'arquitectura	19
Figura 5.1	Plataforma de treball TestBed	21
Figura 5.2	Esquemàtic de la placa eZdsp F2812	22
Figura 5.3	Esquemàtic de la placa AROM	23
Figura 5.4	Diagrama del bloc funcional	25
Figura 5.5	Elements de la placa CDM2480	26
Figura 5.6	Lectura de la tensió	27
Figura 5.7	Funcionament de l'encoder	28
Figura 5.8	Depuració mitjançant Code Composer Studio	29
Figura 6.1	Rang i resolució dels formats IQ	32
Figura 6.2	Esquema de blocs del programa	33
Figura 7.1	Llaç tancat de corrent	35
Figura 7.2	Discretització segons Euler- <i>backward</i>	36
Figura 7.3	Diagrama de blocs del controlador PID	37
Figura 7.4	Resposta temporal del sistema segons el valor de ξ	39
Figura 7.5	Acció de control $u_c(t)$ i resposta $y(t)$ del sistema amb o sense anti- <i>windup</i>	41
Figura 7.6	Resposta del sistema davant d'una entrada graó	42
Figura 7.7	Resposta del sistema tenint en compte l'efecte del zero	43
Figura 7.8	Lloc geomètric de les arrels de $L(z)$	44
Figura 7.9	Diagrama de Bode del llaç obert	45
Figura 7.10	Resposta amb retard i sense davant d'una entrada graó	46
Figura 7.11	Pertorbacions possibles en un sistema realimentat	46
Figura 7.12	Diagrama de Bode de la funció de sensibilitat d'entrada	47
Figura 8.1	Resposta inicial de parell constant	50
Figura 8.2	Resposta inicial de parell lineal	51
Figura 8.3	Resposta inicial de parell quadràtic	51
Figura 8.4	Resposta inicial de potència constant	52

Figura 8.5	Resposta final de parell constant	53
Figura 8.6	Resposta partint de la velocitat nominal	54
Figura 8.7	Resposta final de parell lineal	54
Figura 8.8	Resposta final de parell quadràtic	55
Figura 8.9	Resposta final de potència constant	55

Acrònims

AC	Alternating Current
ADC	Analog to Digital Converter
ALU	Arithmetic Logic Unit
CAN	Controller Area Network
CITCEA	Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments
DAC	Digital to Analog Converter
DMC	Digital Motor Control
DSC	Digital Signal Controller
DSK	DSP Starter Kit
DSP	Digital Signal Processor
EEPROM	Electrically Erasable Programmable ROM
FIFO	First In First Out
GPIO	General Purpose Input Output
IEEE	Institut d'Enginyeria Elèctrica i Electrònica
JTAG	Joint Test Action Group
PID	Proporcional Integral Derivatiu
PIE	Peripheral Interrupt Expansion
PWM	Pulse Width Modulation
QEP	Quadrature Encoder Pulse
RAM	Random Access Memory
ROM	Read Only Memory
SRAM	Static RAM
TI	Texas Instruments

Part I

Memòria

Capítol 1

Introducció

Actualment el control de motors és una peça clau en la indústria, sobretot en aplicacions de robòtica i automatització. La precisió exigida per aquestes aplicacions augmenta de manera ràpida, creant la necessitat de desenvolupar i aplicar nous mètodes de control automàtic.

La creixent evolució dels DSPs sobretot en els últims anys ha permès fer-ne ús en el món del control, sobretot i especialment gràcies al seu baix cost i a les seves elevades prestacions, però també gràcies a la seva versatilitat d'aplicació i programació.

És per aquest motiu que resulta d'especial interès per l'enginyer industrial adquirir coneixements que permetin fer ús d'aquestes tècniques, proporcionant així un ampli ventall de sortides professionals en àmbits molt diversos de l'enginyeria.

1.1 Objectius del projecte

L'objectiu d'aquest projecte és millorar el control de parell ja implementat d'un motor de corrent continu per simular càrregues mecàniques per una plataforma docent del departament d'Enginyeria Elèctrica.

Mitjançant l'ús d'un DSP (Digital Signal Processor) i gràcies a l'electrònica digital es procedirà a analitzar l'estat actual del control per poder proposar-ne un de nou que implementi una sèrie de millores concretes que permetin obtenir un millor comportament del sistema.

Finalment, s'observarà el comportament del sistema inicialment i un cop implementades les millores del control per comprovar la bondat del control implementat.

1.2 Abast del projecte

L'abast del projecte contempla la realització de les següents tasques:

- Breu introducció al funcionament d'un motor de corrent continu, així com dels diferents tipus existents.
- Descripció de les tècniques de control utilitzades habitualment en els motors de corrent continu.
- Presentació del funcionament bàsic i de les característiques d'un DSP.
- Descripció dels components usats durant la realització del treball, així com dels programes emprats.
- Disseny teòric d'un nou sistema de control.
- Comparació dels resultats obtinguts abans i després d'implementar les millores del nou sistema de control.

Malgrat les explicacions presentades en aquest projecte es recomanen uns coneixements bàsics de màquines elèctriques així com de control automàtic per seguir aquest treball sense dificultats.

Capítol 2

El motor de corrent continu

2.1 Principi de funcionament

El motor de corrent continu és un tipus de motor que, com el seu nom indica, utilitza corrent continu per funcionar. El seu funcionament es basa en la força de Lorentz i en el principi d'inducció de Faraday.

La **força de Lorentz** és la força exercida per un camp magnètic sobre una partícula carregada elèctricament. Si es té un conductor de longitud l que es troba dins d'un camp magnètic B i és recorregut per un corrent i , s'obté l'expressió següent:

$$F = i (l \times B) \quad (2.1)$$

El **principi d'inducció de Faraday** estableix la relació que hi ha entre el voltatge en un circuit tancat i el flux magnètic que travessa una superfície. És una de les equacions de Maxwell i té importants aplicacions en la generació d'electricitat. En el cas que ens ocupa, el principi d'inducció de Faraday es pot formular de la següent manera: un conductor de longitud l que es mou a velocitat v en el sí d'un camp magnètic B veu aparèixer una tensió e entre els seus extrems.

Per poder muntar un motor de corrent continu aprofitant aquests dos fenòmens físics caldrà, en primer lloc, definir una part fixa del motor i una altra part mòbil [Fitzgerald et al., 2004]. La part fixa s'anomena *estator*, mentre que la part mòbil s'anomena *rotor*. En la majoria dels casos el rotor es troba a l'interior de l'estator, entre altres motius per raons de seguretat.

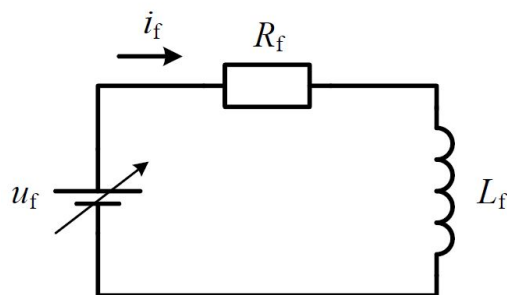


Figura 2.1: Circuit elèctric de l'excitació

L'estator (també anomenat excitació) és l'estructura de la màquina, i serà l'encarregat de crear el camp magnètic necessari. Existeixen dues maneres de fer-ho: mitjançant imants permanents o amb debanats (electroimants). Si es crea el camp magnètic amb imants permanents no serà possible variar la intensitat del mateix (flux magnètic constant) i, a més, no hi haurà circuit elèctric a l'estator. En canvi, si s'opta per generar el camp magnètic mitjançant un debanat la intensitat d'aquest es podrà

regular (dependrà de la tensió del debanat), alhora que caldrà cablejar l'estator. El circuit elèctric que correspon a l'estator es pot veure a la figura 2.1, on el subíndex f correspon a *field*, habitual en la bibliografia anglesa i indicador de paràmetres relacionats amb l'excitació de la màquina.

L'equació que regeix el circuit elèctric és la següent:

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.2)$$

El flux que s'estableix a la màquina és $\phi = k_f i_f$, on k_f és funció de la geometria de la màquina i dels materials.

El rotor (també anomenat induït) és la part mòbil de la màquina, separada de l'estator per un entreferro, i és qui proporciona treball en forma de parell al seu eix. Està format per una sèrie d'espises per les quals circula corrent gràcies a les escombretes. En estar el rotor a l'interior del camp magnètic creat per l'estator, apareix una força magnètica a l'espisa que provoca que aquesta giri. Un cop s'ha completat mitja volta, el corrent que circula per l'espisa canvia de sentit, gràcies a les escombretes i al commutador de delgues, tal i com es pot veure a la figura 2.2. Les escombretes es col·loquen de tal manera que quan es duu a terme la commutació i, per tant, el canvi de sentit del corrent de l'espisa, aquesta es troba a la zona neutra, a la meitat entre els pols nord i sud del camp magnètic. Així, l'espisa dona la mitja volta que li falta, completant un cicle. D'aquesta manera es produeix la rotació de l'eix del motor. Evidentment, cal tenir en compte que el rotor no es compon únicament d'una espisa, sinó que en té un gran nombre.

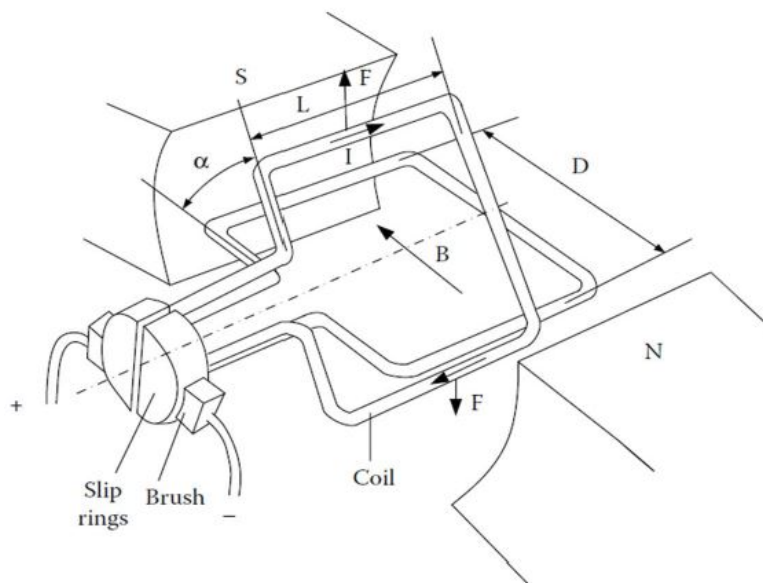


Figura 2.2: Esquema d'una espisa del debanat del rotor

2.1.1 Tipus de motors

En l'actualitat existeixen tres tipus diferents de motors de corrent continu:

Excitació independent: El circuit de l'excitació (figura 2.1) és independent del circuit de l'induït. És el més habitual en aplicacions de velocitat variable, gràcies a la independència dels dos circuits.

Imants permanents: No existeix circuit d'excitació, sinó que el camp magnètic necessari es crea mitjançant uns imants permanents que es col·loquen a l'estator. Per tant, no és possible

controlar la intensitat del flux del camp magnètic, sinó que és constant i depèn dels imants incorporats. Per altra banda, suposa un cert estalvi ja que no es necessita cap font elèctrica addicional per crear el camp magnètic, alhora que en tenir menys components necessita un manteniment menor i té menys probabilitats d'espatllar-se.

Sèrie: Els circuits de l'induït i de l'excitació estan connectats en sèrie i, per tant, no són independents l'un de l'altre. Aquest motor té la particularitat que pot funcionar també amb corrent altern [Rull i Galceran, 2014], ja que malgrat que el corrent canviï de sentit en cada període també ho farà l'orientació del camp magnètic (degut a la connexió en sèrie) i, per tant, el parell resultant serà sempre en el mateix sentit. És per aquest motiu que també se l'anomena motor universal.

2.1.2 Regulació de velocitat

Com es veurà més endavant, la velocitat de gir dels motor de corrent continu és proporcional a la tensió aplicada al circuit de l'induït. És per aquest motiu que una manera de regular la velocitat del motor consisteix en variar el valor mig de la tensió entre els borns de la màquina. Resulta ser, a més, la manera més senzilla.

La segona manera de regular la velocitat consisteix en variar el valor del flux magnètic. Evidentment, aquest procediment no es pot emprar en els motors d'imants permanents.

Els motors alimentats mitjançant convertidors estàtics acostumen a variar la tensió quan les condicions de treball són per sota de la velocitat nominal, i a variar el flux magnètic quan les condicions de treball són per sobre de la velocitat nominal. En ambdós casos cal vigilar de no superar la potència nominal del motor de forma permanent. A la figura 2.3 es pot veure de forma gràfica.

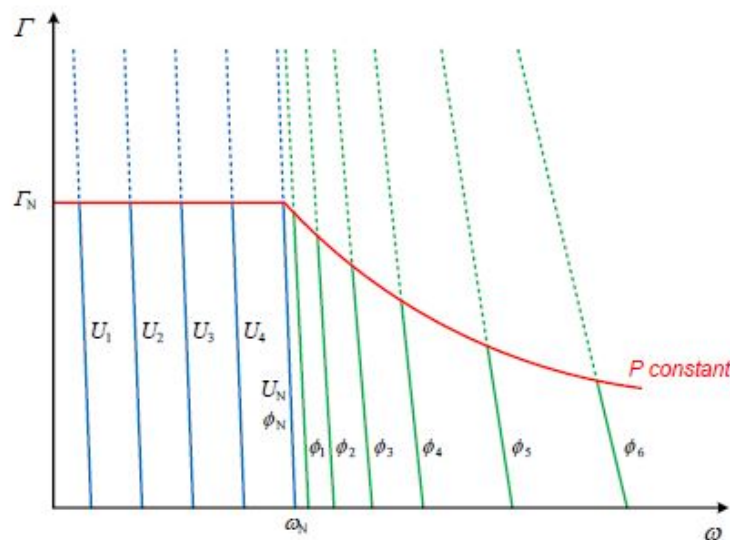


Figura 2.3: Regulació de tensió i debilitament de camp

2.2 Modelat del motor

2.2.1 Diagrames i equacions

El circuit elèctric corresponent a l'induït d'un motor de corrent continu es pot veure a la figura 2.4. Com es dedueix fàcilment, l'equació elèctrica és:

$$u_a = R_a i_a + U_b + L_a \frac{di_a}{dt} + E \quad (2.3)$$

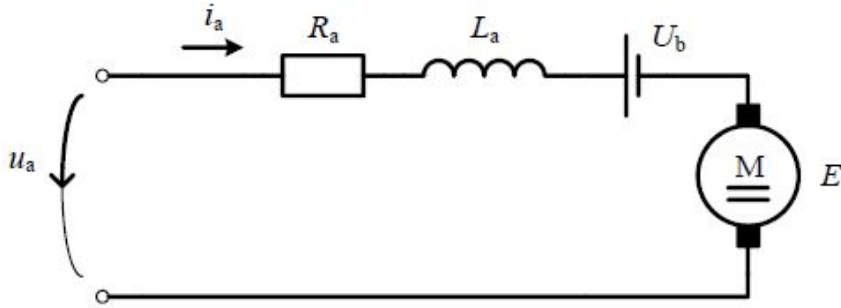


Figura 2.4: Esquema elèctric del circuit induït

on u_a correspon a la tensió d'alimentació del motor, R_a és la resistència del rotor més la de les escobretes, U_b és la caiguda de tensió a les escobretes, L_a és la inductància del debanat, i_a és la intensitat que s'estableix i E és la força contraelectromotriu. El subíndex a correspon a *armature* i el subíndex b correspon a *brush*.

El motor utilitzat en el present treball és un motor d'imants permanents, per la qual cosa no es presentaran les equacions que regeixen el circuit de l'excitació, ja que aquesta es duu a terme mitjançant imants permanents.

Mitjançant la llei d'Ampère, la força de Lorentz i les transformacions oportunes és possible deduir les equacions de la força contraelectromotriu i del parell del motor:

$$E = k\phi_f \omega \quad (2.4)$$

$$\Gamma = k\phi_f i_a \quad (2.5)$$

Com s'ha esmentat anteriorment, k és una constant que depèn de la geometria mentre que ϕ_f correspon al flux del camp magnètic. En tractar-se en aquest cas d'un motor d'imants permanents el flux magnètic serà constant, podent escriure les anteriors equacions com $E = k \omega$ i $\Gamma = k i$.

Pel que fa al parell motor (parell útil a l'eix de sortida de la màquina), serà el parell electromecànic menys el parell de pèrdues mecàniques (com fregaments i autoventilació, per exemple), podent-se expressar com:

$$\Gamma_m = \Gamma - \Gamma_{pm} = \Gamma - b \cdot \omega \quad (2.6)$$

on b és el coeficient de fricció viscosa.

A partir de la segona llei de Newton es pot deduir:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\Gamma_m - \Gamma_L}{J} = \frac{\Gamma - b \cdot \omega - \Gamma_L}{J} \quad (2.7)$$

on J és el moment d'inèrcia i Γ_L el parell de la càrrega.

També cal recordar que en règim estacionari i en corrent continu no hi ha caiguda de tensió a les inductàncies, per la qual cosa es poden eliminar d'un esquema de règim permanent. D'aquesta manera, és senzill representar la característica parell-velocitat aïllant I_a de l'expressió $U_a = R_a I_a + U_b + E$ i substituint-lo a l'equació del parell:

$$\Gamma = k\phi_f \frac{U_a - U_b - k\phi_f \omega}{R_a} \quad (2.8)$$

obtenint-se així una recta que relaciona la velocitat angular de l'eix del motor i el parell subministrat: a major parell menor velocitat, i viceversa.

2.2.2 Espai de Laplace

De cara a realitzar simulacions o programar controladors convé modelar el motor en l'espai de Laplace mitjançant les transformacions adequades, i representar-lo com a diagrama de blocs. Aplicant la transformada de Laplace a 2.3, 2.4, 2.5 i 2.7 s'obtenen les equacions següents:

$$U_a = (R_a + s \cdot L_a) \cdot I_a + E \quad (2.9)$$

$$E = k \cdot \omega \quad (2.10)$$

$$\Gamma = k \cdot I_a \quad (2.11)$$

$$\Omega \cdot s = \frac{\Gamma_m - \Gamma_L}{J} = \frac{\Gamma - b \cdot \omega - \Gamma_L}{J} \quad (2.12)$$

Si tenim en compte també l'equació 2.6 s'obté l'esquema següent:

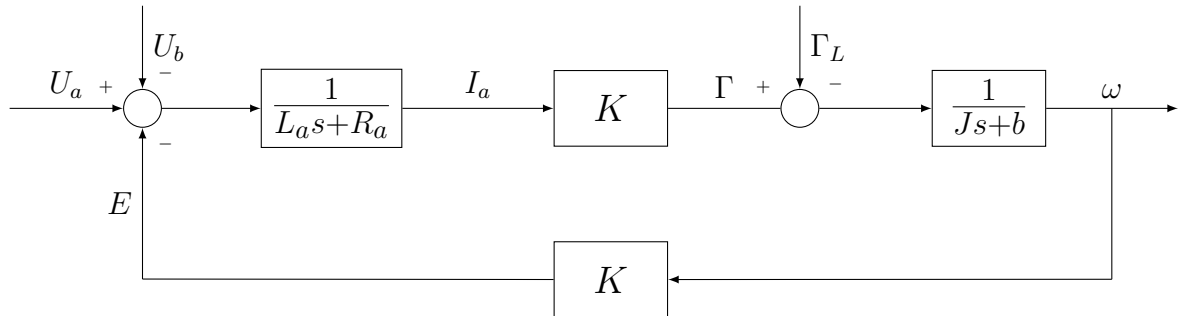


Figura 2.5: Esquema de blocs del motor

Cal tenir present que aquest esquema inclou les parts elèctrica i mecànica del motor, ja que considera tant els paràmetres elèctrics (resistència, bobina, força contraelectromotriu i caiguda de tensió a les escombretes) com els mecànics (inèrcia del rotor, velocitat angular i coeficient de fricció viscosa). A l'hora d'implementar el control del motor serà necessari distingir entre les dues parts atès que caldrà controlar la intensitat per una banda (per poder actuar sobre el parell proporcionat) i la tensió aplicada per l'altra (per poder obtenir la intensitat desitjada).

Capítol 3

Control

Perquè un motor sigui útil és necessari que es puguin variar les condicions de funcionament en funció de la càrrega aplicada i de les prestacions que es volen obtenir. És a dir, el motor ha de ser capaç de moure càrregues que requereixin parells variats però també ha de poder treballar a velocitats variables en funció de les necessitats de l'aplicació. En altres paraules: ha de ser versàtil.

Per aconseguir-ho cal modificar el parell i la velocitat de l'eix, els quals depenen, respectivament, de la intensitat i de la tensió d'alimentació (com s'ha vist a la secció 2.2.1). També són funció del flux del camp magnètic establert, però cal recordar que en aquest cas es tracta d'un motor d'imants permanents i, per tant, no es pot actuar sobre la intensitat del camp magnètic establert. Com s'ha comentat a la secció 2.1.2 i tenint en compte l'anteriorment esmentat, l'única opció en aquest cas és variar la tensió en borns del motor.

Tanmateix, el valor de tensió que cal tenir en compte és el valor mig, ja que el valor instantani serà diferent en cada instant de temps (malgrat que es tracti d'un motor de corrent continu). Això és degut a la tècnica de control utilitzada, anomenada Modulació per Amplada del Pols (PWM per les seves sigles en anglès). Una explicació més detallada d'aquesta tècnica es troba a la secció 3.2.

A més, cal tenir present que també es vol poder moure el motor en ambdós sentits, per la qual cosa caldrà efectuar un control en quatre quadrants (figura 3.1).

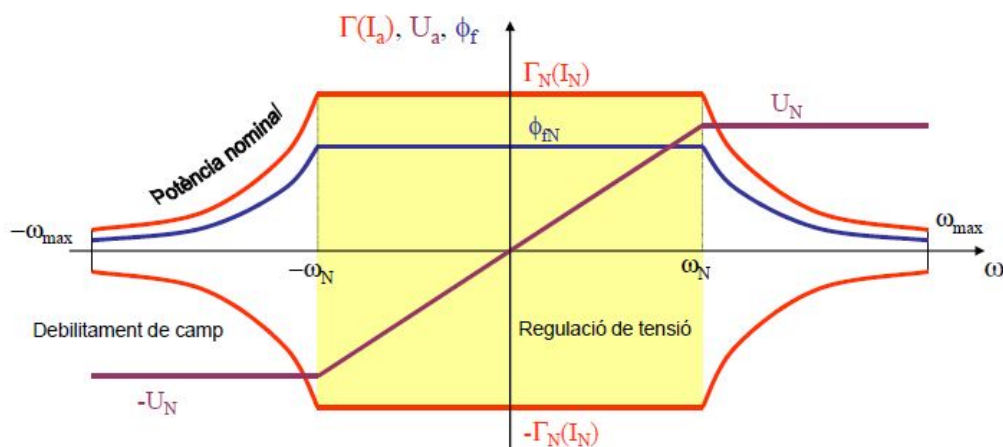


Figura 3.1: Control d'un motor DC en quatre quadrants

Finalment, és necessari mencionar la tècnica de control usada en la regulació del motor brushless AC atès que serà necessari calibrar el motor de corrent altern abans de poder realitzar cap tipus de control sobre el motor de corrent continu.

3.1 Pont complet o en H

S'anomena pont complet o pont en H [Crowder, 1995] a la disposició del convertidor representada a la figura 3.2. Aquesta disposició permet diverses estratègies de control segons com es facin commutar els interruptors (transistors tipus MOSFET, en aquest cas), algunes de les quals permeten el control en quatre quadrants i d'altres només en un [Jufer, 2010].

El primer que cal notar en aquesta disposició és que els interruptors S1 i S3 (així com S2 i S4) no poden estar tancats alhora perquè es produiria un curtcircuit. En canvi, sí que és possible que els interruptors S1 i S2 (així com S3 i S4) estiguin tancats simultàniament, si bé la tensió efectiva que veuria el motor seria de zero volts.

Per acabar, i com es pot apreciar a la figura 3.2, es pot controlar el sentit de gir del motor tancant els interruptors S2 i S3 o bé els S1 i S4.

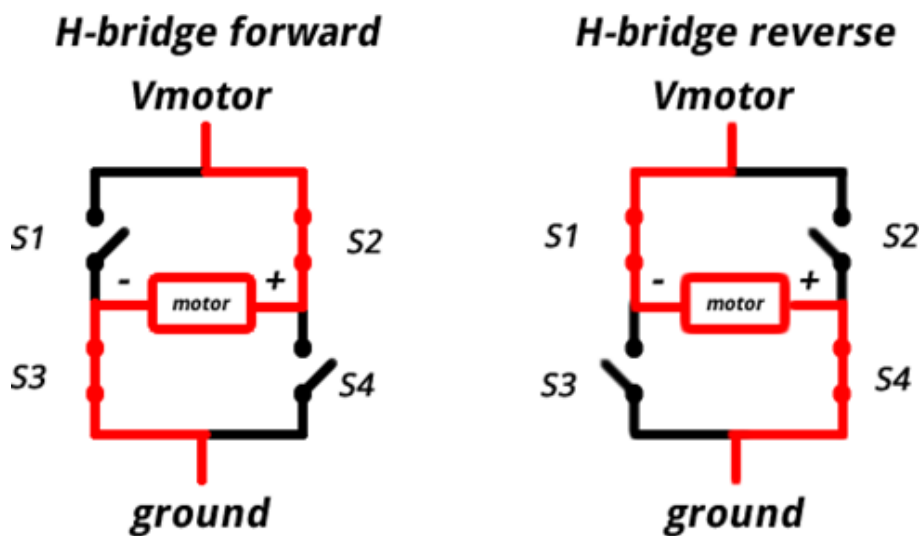


Figura 3.2: Disposició de pont complet

3.2 Control mitjançant PWM

La *Pulse Width Modulation* (PWM a partir d'ara) és una tècnica que permet controlar la tensió mitjana emprant una font de tensió contínua fixa i un senyal digital polsant de baixa potència. Sigui T el període del senyal polsant i T_{ON} el temps en què el senyal està en valor alt. Es defineix el ràtio de conducció D (de l'anglès *duty ratio*) com:

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad 0 \leq D \leq 1 \quad (3.1)$$

D'aquesta manera es pot variar la tensió canviant el temps en què el senyal es troba en nivell alt, essent el valor mig de la tensió l'àrea sota la corba del senyal polsant dividida pel temps.

Per obtenir un PWM mitjançant electrònica analògica són necessaris un generador de senyals i un amplificador operacional. Partint d'un senyal triangular simètric (també es pot partir d'un senyal de tipus dent de serra segons si es vol un PWM resultant simètric o no) se selecciona un cert valor de comparador a partir del qual l'amplificador passarà de treballar en saturació negativa a treballar en saturació positiva, aconseguint així un canvi de valor baix a valor alt en el seu senyal de sortida. Quant menor sigui el valor del comparador major serà D , ja que l'amplificador retornarà el valor alt durant més estona (major T_{ON}). A la figura 3.3 es pot veure la representació dels senyals de manera gràfica.

Gràcies a l'electrònica digital ja no són necessaris ni el generador de senyals ni l'amplificador operacional per obtenir un senyal PWM, sinó que s'habilita un comptador creixent i decreixent que

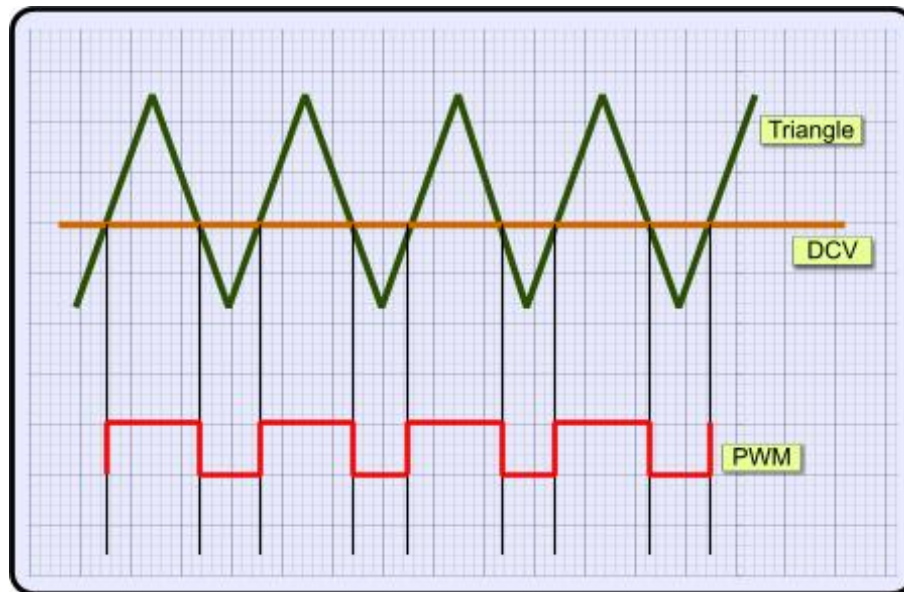


Figura 3.3: Obtenció d'un senyal PWM

fa la funció de senyal triangular i se selecciona un cert valor que fa la funció de valor de consigna. D'aquesta manera, el DSP retorna un valor alt quan el comptador és major que el valor de consigna, i viceversa.

Un PWM per cada interruptor

Cada interruptor commutarà segons el PWM que li arribi. En tractar-se de transistors tipus MOSFET, un valor alt al seu terminal de porta provocarà que el transistor actuï com a interruptor tancat (es troba en zona òhmica), mentre que per un valor baix el transistor actuarà com a interruptor obert (es troba en zona de tall).

La primera estratègia de control consisteix en commutar dos a dos els interruptors que estan en diagonal (S1 i S4 o S2 i S3, segons la figura 3.2)¹. Així s'aconseguiran valors de tensió instantanis positius i negatius en borns del motor. El valor mig de la tensió del motor és l'àrea sota la corba de la tensió instantània. Escollint adientment el ràtio de conducció, es pot fer girar el motor en ambdós sentits, segons si el valor instantani és positiu o negatiu la major part del temps. Si el temps en què el valor instantani és positiu equival al temps en què és negatiu el motor no es mourà encara que se li estigui aplicant tensió.

Una altra estratègia de control possible consisteix en variar els estats dels interruptors d'un en un (control de tres nivells). Esmentant els interruptors que estan tancats, l'ordre seria: 1 i 4, 1 i 2, 2 i 3, 3 i 4, etcètera. D'aquesta manera es tindrien també intervals de temps en els quals la tensió instantània del motor seria nul·la.

Altres estratègies de control més simples consisteixen en fixar els valors de tres dels interruptors (per exemple) i commutar només un, efectuant així un control en un únic quadrant.

3.3 Controladors PID

Fins ara només s'ha parlat de com controlar el valor mig de la tensió en borns del motor, sistema que ens permet regular el parell i la velocitat subministrats pel motor.

Un cop s'ha aconseguit això, cal tenir presents altres factors de la resposta del sistema, ja sigui en el domini temporal (temps d'establiment, sobrepuig, error en estat estacionari, estabilitat) o en el

¹Els dos senyals seran en realitat el mateix, però invertits en dos dels quatre interruptors.

domini freqüencial (marge de fase, marge de guany, robustesa, estabilitat). Aquestes característiques venen donades pels paràmetres característics del motor i, per tant, no es poden canviar. En dinàmica de sistemes, el motor és el que es coneix com a planta: allò que es vol controlar i sobre el qual no es pot actuar directament (bloc $G_p(s)$ en l'espai de Laplace).

No obstant, sí que és possible afegir un altre bloc, el qual es coneix com a controlador (bloc $G_c(s)$ en l'espai de Laplace) i serveix per modificar la resposta del sistema (tant en el domini temporal com en el freqüencial) segons es desitgi. Existeixen molts tipus de controladors, ja siguin dels "predeterminats" o amb estructura lliure. Les connexions del controlador amb la planta així com la seva disposició relativa poden presentar diverses configuracions [Kuo, 1996], si bé la més utilitzada és el llaç tancat amb realimentació negativa.

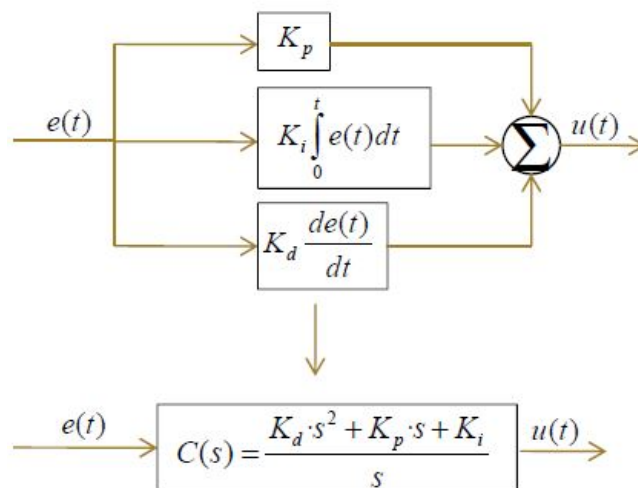


Figura 3.4: Estructura d'un controlador PID

Els controladors PID són un dels controladors predeterminats més emprats en la indústria gràcies a la seva versatilitat i facilitat d'implementació [Ogata, 2003]. Les seves sigles vénen de Proporcional, Integral i Derivatiu, que són les tres accions que implementen. Acostumen a implementar-se en llaç tancat, llegint l'error $e(t)$ provinent d'un sensor (bloc $H(s)$ en l'espai de Laplace). La seva estructura es pot trobar a la figura 3.4, mentre que les seves accions es descriuen a continuació:

Acció proporcional: És equivalent a un amplificador el guany del qual es pot ajustar. Corregeix l'error instantani sense augmentar l'ordre o el tipus del sistema, actuant just en rebre una variació en l'entrada. A partir d'un cert valor pot provocar inestabilitat.

Acció integral: Té la funció de disminuir i eliminar l'error en estat estacionari actuant sobre l'error acumulat (integrant l'error al llarg del temps). Augmenta el tipus del sistema (ja que afegeix un integrador) i pot provocar inestabilitats a partir d'un cert valor. No actua immediatament sinó que comença a notar-se quan l'acció proporcional deixa d'actuar.

Acció derivativa: Actua quan es produeix una variació en el valor de l'error, raó per la qual no es pot aplicar sol (l'error seria constant i l'acció de control seria nul·la). La derivada del valor de l'error permet fer una estimació de la seva evolució futura i obrar en conseqüència. És a dir, actua sobre l'error futur anticipant-se al comportament del sistema. No obstant, en sistemes que presenten soroll l'acció derivativa l'amplifica², motiu pel qual s'utilitzen en àmbits molt concrets de l'enginyeria (com per exemple en la regulació de climatització).

²A més, un controlador PD o PID és no causal.

Degut als avantatges que presenta, en aquest treball s'ha optat per implementar un controlador PI, concretament el que incorpora Texas Instruments a la seva llibreria DMC (secció 6.2). Així, un controlador PI és òptim per sistemes que requereixin una millora del règim permanent alhora que millora l'estabilitat relativa, essent a més de senzilla implementació.

3.4 Control del motor brushless

Abans de poder efectuar el control de parell del motor de corrent continu és necessari dur a terme un control de velocitat del motor brushless. Aquest control ja està dissenyat i implementat, tal i com s'explica a [Ortiz, 2006] (entre altres llocs). Tanmateix, convé explicar-ho ja que serà necessari calibrar el motor brushless abans de poder operar amb el motor de contínua.

3.4.1 Transformacions matricials

Les equacions que descriuen el comportament d'un motor síncron trifàsic d'imants permanents (figura 3.5) són equacions que depenen de la posició del rotor. Més concretament, el comportament de la màquina es modela mitjançant un sistema d'equacions diferencials no lineals [Montesinos, 2008]. Evidentment, resoldre un sistema d'aquestes característiques resulta llarg i feixuc en el millor dels casos, motiu pel qual s'apliquen unes transformacions matricials apropiades que permeten eliminar la dependència de l'angle de les esmentades equacions creant una referència solidària al rotor.

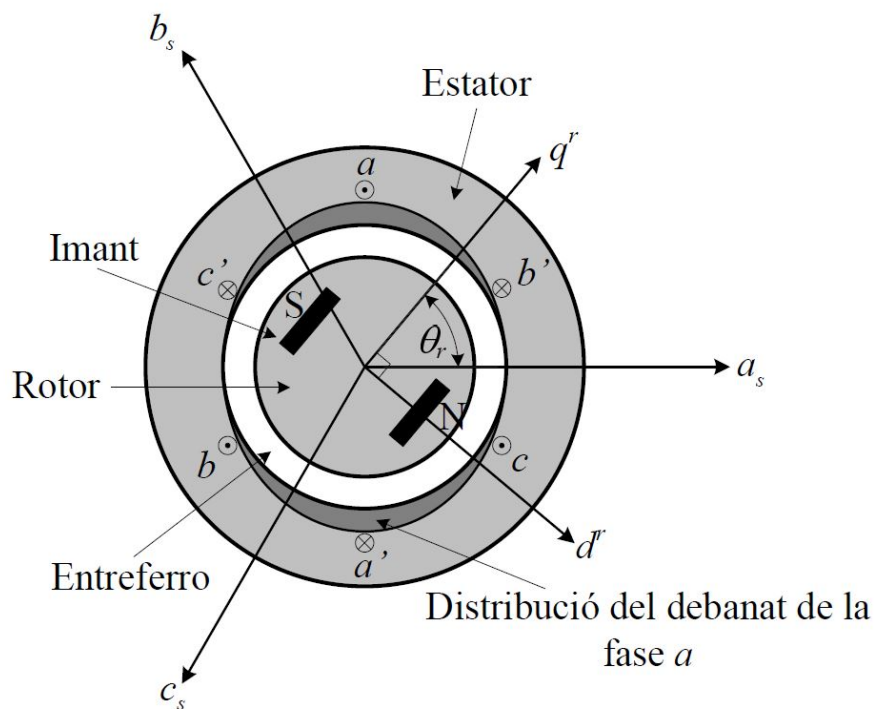


Figura 3.5: Estator d'un motor síncron d'imants permanents

Va ser l'enginyer elèctric Robert H. Park qui inicialment va introduir la idea concreta d'una transformació que permetés abordar l'anàlisi pràctica d'aquest tipus de motors, tal com es descriu a [Park, 1929]. Durant els anys posteriors es van anar publicant diverses transformacions similars que aplicaven a altres casos concrets, si bé avui dia es parla senzillament de transformada de Park [Bergas, 2000].

La transformada de Park, doncs, converteix les tres equacions diferencials del motor que depenen de l'angle a una nova referència solidària al rotor de dos eixos, anomenats d^r i q^r , on el superíndex r indica referència en sincronisme amb el rotor.

3.4.2 Parell i control vectorial

L'equació de parell elèctric d'un motor síncron d'imants permanents es pot obtenir a partir d'un balanç de potència:

$$\Gamma = \frac{3n}{2} \left(\underbrace{\lambda_m i_{qs}^r}_{\text{magnètic}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r}_{\text{reluctant}} \right) \quad (3.2)$$

on n és el nombre de pols del rotor, λ_m és el flux concatenat del motor, L_d i L_q són les reluctàncies dels eixos d i q i i_{ds}^r i i_{qs}^r són les intensitats que circulen pels eixos d^r i q^r (referència solidària al rotor).

Es pot observar que el parell té dos termes, un provocat pels imants permanents del motor i un altre provocat per la diferència de reluctàncies dels dos eixos. En el cas que ens ocupa, les dues reluctàncies són idèntiques, motiu pel qual tot el parell elèctric és degut al parell magnètic.

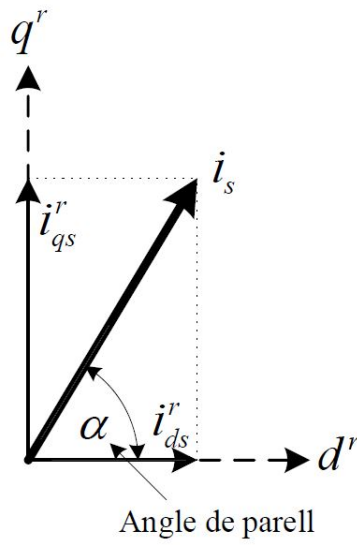


Figura 3.6: Components del vector corrent

Resulta útil efectuar la descomposició vectorial del parell usant la magnitud del vector corrent i_s i l'angle α definit com l'angle entre el vector corrent i l'eix d^r , tal i com es pot veure a la figura 3.6. Així, podem reescriure els corrents com:

$$i_{ds}^r = i_s \cos \alpha \quad (3.3)$$

$$i_{qs}^r = i_s \sin \alpha \quad (3.4)$$

L'expressió del parell magnètic queda:

$$\Gamma_m = \frac{3n}{2} \lambda_m i_s \sin \alpha \quad (3.5)$$

El control vectorial mitjançant l'angle de parell constant [Montesinos, 2008] està basat en mantenir l'angle de parell igual a 90° , controlant i_{ds}^r perquè sigui zero i deixant així el vector corrent sobre l'eix q^r . Arribats en aquest punt és interessant adonar-se que aquest mètode de control elimina el parell reluctant del motor independentment del valor de les reluctàncies dels eixos, fent que aquesta estratègia no sigui recomanable per motors amb diferències de reluctàncies elevades ja que no se'n treu el màxim profit.

Conclusió

Per tant, per poder fer ús del control de velocitat ja implementat del motor brushless cal calibrar-lo adequadament, procurant que l'angle de parell sigui igual a 90° . Aquest ajust es pot dur a terme de manera manual si bé força exacta gràcies als instruments de l'entorn de treball, explicats en detall al capítol 5.

Convé remarcar que cada motor té una configuració diferent (encara que es tracti del mateix model), per la qual cosa caldrà ajustar aquest paràmetre de manera única per cada motor.

Capítol 4

Digital Signal Processor

Un DSP (Digital Signal Processor) és un processador dissenyat específicament per dur a terme càlculs en temps real de senyals digitals. En aquest sentit, els DSP estan optimitzats per realitzar les operacions més típiques en el tractament de senyals digitals, característica fonamental (entre d'altres) que els diferencia dels microprocessadors habituals.

Per tal d'evitar futurs errors cal diferenciar entre DSP i DSC. Un DSP és similar a un microprocessador en el sentit en què és el nucli d'un sistema computacional materialitzat en un únic circuit integrat o xip, si bé un DSP presenta certes optimitzacions respecte un microprocessador convencional, tal i com s'explica a continuació. D'altra banda, un DSC (Digital Signal Controller) és similar a un microcontrolador. Un microcontrolador és un microcomputador¹ materialitzat en un únic circuit integrat. Per tant, un DSC és un microcontrolador el nucli del qual és un DSP.

4.1 Arquitectura i característiques bàsiques

Existeixen dues arquitectures emprades habitualment en microprocessadors: l'arquitectura de Von Neumann i la de Harvard. La primera es basa en la compartició de les dades i els programes en la mateixa zona de memòria, mentre que la segona implementa dos blocs de memòria físicament separats per a dades i programes. La figura 4.1 il·lustra aquesta diferència.

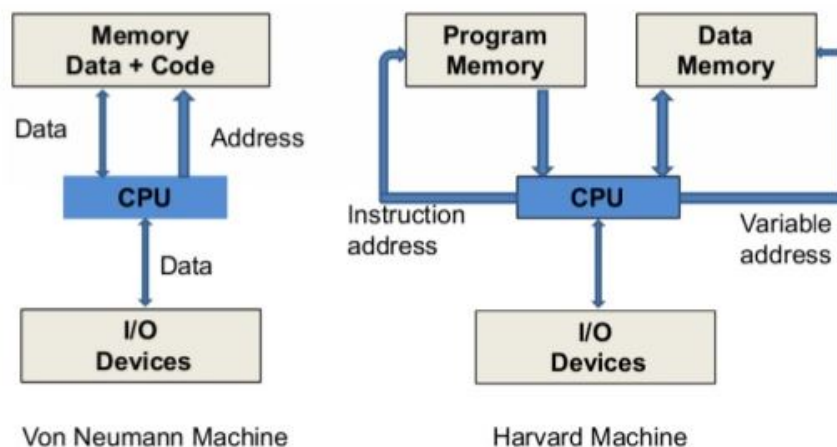


Figura 4.1: Els dos tipus d'arquitectura

L'arquitectura de Von Neumann deu el seu nom al físic i matemàtic hongarès John Von Neumann, el qual la va descriure el 1945. La seva característica principal rau en la compartició del bus per part

¹Ordinador on la CPU és un microprocessador

de dades i programes, fet que impossibilita executar una operació de dades i una extracció d'una instrucció al mateix temps. Aquest fet es coneix com a coll d'ampolla de Von Neumann.

L'arquitectura Harvard porta el nom del primer ordinador electromecànic: Harvard Mark I, el qual fou desenvolupat per IBM. Aquest ordinador emmagatzemava les instruccions sobre rotlles de cintes perforades, mentre que les dades es guardaven mitjançant interruptors electromecànics. La principal característica de l'arquitectura Harvard és precisament aquesta, la separació física dels blocs de memòria de les dades i dels programes. El principal avantatge que presenta sobre l'arquitectura de Von Neumann és la possibilitat de llegir una instrucció i executar una operació de dades alhora, aconseguint així una major velocitat d'operació i eliminant el coll d'ampolla de Von Neumann.

Els DSP implementem l'arquitectura tipus Harvard, on cadascun dels blocs de memòria (dades i programes) es direcciona mitjançant busos separats (tant de direccions com de dades) i fins i tot és possible que l'ample de paraula sigui diferent per cada una de les dues memòries. Normalment els DSP implementen tres busos: un de programa i dos de dades, permetent així llegir una instrucció i dos operands a la vegada.

4.1.1 La unitat aritmètico-lògica d'un DSP

En el processat digital de senyals, una de les operacions més comunes que es realitzen és el càlcul de sumes de productes ($S = \sum a_i b_i$).

Precisament, l'operació aritmètica més complexa d'implementar en la tècnica digital és la multiplicació. Això fa que els microprocessadors genèrics no implementin un multiplicador ja que és un element complex, alhora que la multiplicació representa una operació poc habitual. Tanmateix, en el tractament digital del senyal la multiplicació és una tasca fonamental, motiu pel qual l'ALU (Arithmetical Logical Unit) d'un DSP incorpora un multiplicador construït a base de portes lògiques capaç de realitzar aquesta operació en un sol cicle.

A més, el processador incorpora dues unitats aritmètiques per incrementar encara més la velocitat: la unitat central aritmètico-lògica i la unitat generadora de direccions. La primera s'encarrega de realitzar tots els càlculs excepte els referents a direccions (generació d'adreces), que es realitzen per la segona. En els processadors habituals les instruccions que operen amb dades indexades són generalment lentes perquè l'ALU ha de calcular la seva adreça i posteriorment operar amb les dades. Incorporar dues unitats aritmètiques suposa reduir notablement el temps de càlcul, atès que en el processament digital de senyals és habitual treballar amb operacions que requereixin adreçament.

4.2 Perifèrics

Existeix un alt nombre de DSPs al mercat, els quals s'agrupen per famílies independents entre si² segons l'ús que se'n vulgui donar.

Si bé l'exposat en el present capítol és aplicable a tots els DSPs que existeixen, cal tenir present que les característiques particulars de cada família són diferents per tal d'optimitzar-los en la direcció en què es vulgui treballar.

En aquest sentit, cada DSP presenta uns determinats perifèrics orientats vers la tasca que es pretén realitzar. Una llista sencera dels perifèrics del DSP que s'ha fet servir en aquest treball es pot trobar a l'annex B, mentre que a la secció 5.1.3 es pot trobar una descripció dels seus principals perifèrics.

²En l'actualitat existeixen més de 200 famílies

Capítol 5

Entorn de treball

Per controlar un motor de corrent continu per mitjà d'un DSP són necessaris, a part d'un DSP, una sèrie d'altres instruments tant de maquinari com de programari per poder dur a terme adequadament el control. En aquest capítol s'analitzaran les principals parts implicades i necessàries per poder realitzar el control del motor.

5.1 TestBed

La plataforma TestBed ha estat desenvolupada pel CITCEA¹ per tal de poder impartir docència en l'àmbit del control de motors i de la programació de DSPs. Està formada per diverses parts que poden ser explicades de manera independent per tal de copsar millor cadascuna de les seves funcions i utilitats. A la figura 5.1 es pot veure una imatge de la mateixa on es poden diferenciar de manera clara les diverses parts que integren el maquinari de la plataforma.

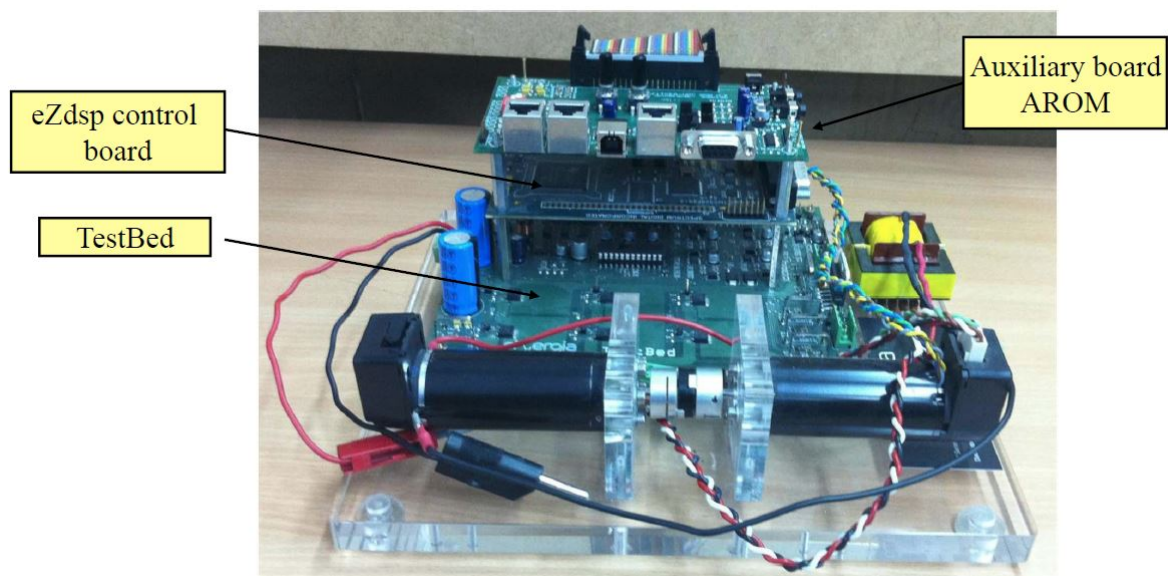


Figura 5.1: Plataforma de treball TestBed

Així doncs, es poden diferenciar fàcilment els dos motors, la placa DSK eZdSP, la placa CDM2480 (figura 5.1, anomenada TestBed) i la placa AROM. Malgrat que no apareixen a la imatge, també són necessàries dues fonts de tensió: una font de 5V que alimenta la part de control (DSK eZdSP) i una font de 24V que alimenta la part de potència (CDM2480).

¹Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments

Finalment, cal tenir en compte que els dos motors es troben acoblats mecànicament; és a dir, comparteixen el mateix eix de sortida. És gràcies a aquest fet que el motor de corrent continu es pot utilitzar com a simulador de càrrega pel motor brushless trifàsic.

5.1.1 DSK eZdsp F2812

Per garantir el correcte funcionament del DSP aquest necessita una sèrie d'elements auxiliars que vénen implementats en aquest cas en la placa eZdsp F2812 desenvolupada per Spectrum Digital, la qual forma part d'un DSK (DSP Starter Kit).

La idea de la placa eZdsp F2812 és incorporar de manera senzilla tots els elements que necessita el DSP que incorpora per poder treballar correctament, com ara rellotge i fonts d'alimentació. A part del DSP també conté LEDs, test points, connexió d'alimentació, connectors analògics per efectuar lectures de corrent i tensió, connexió a l'ordinador mitjançant JTAG (controlador que serveix d'interfície entre la placa i l'ordinador), elements per dur a terme depuració de codi en temps real i memòria RAM. A la figura 5.2 es pot veure de manera esquemàtica la placa eZdsp F2812.

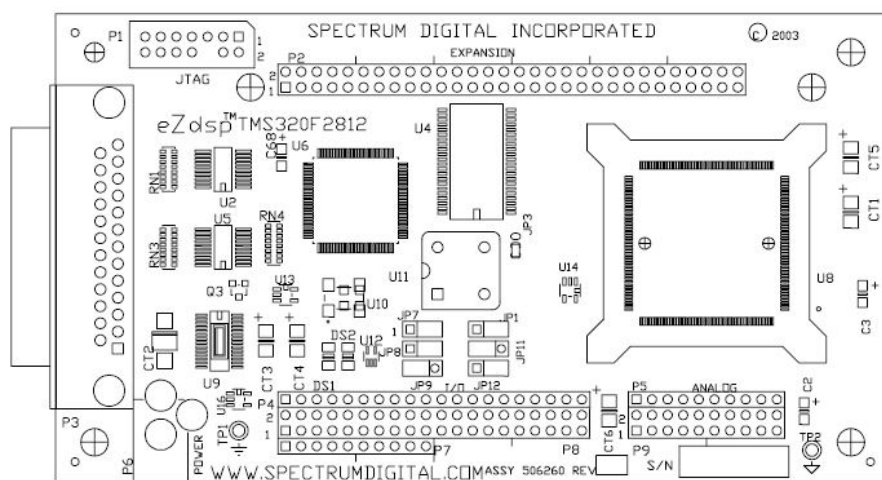


Figura 5.2: Esquemàtic de la placa eZdsp F2812

La placa eZdsp F2812 presenta les següents característiques:

- DSC TMS320F2812
- Velocitat d'operació de 150 MHz
- 18K paraules de memòria RAM interna
- 128K paraules de memòria flash externa
- 64K paraules de memòria SARAM externa
- Rellotge de 30 MHz
- Dos connectors d'expansió (analògic, I/O)
- Controlador IEEE 1149.1 JTAG
- Font d'alimentació de 5V
- Drivers per TI F28xx Code Composer Studio
- Connector emulador IEEE 1149.1 JTAG

5.1.2 AROM

La placa AROM és una placa desenvolupada pel CITCEA que actua com a complement a la placa eZdsp F2812, la funció de la qual és la de facilitar les tasques en la docència de la programació de DSP. A tal efecte, incorpora LEDs, interruptors, un pulsador, busos CAN, un bus USB i un connector al DSK. A la figura 5.3 es pot veure l'esquemàtic de la placa en qüestió

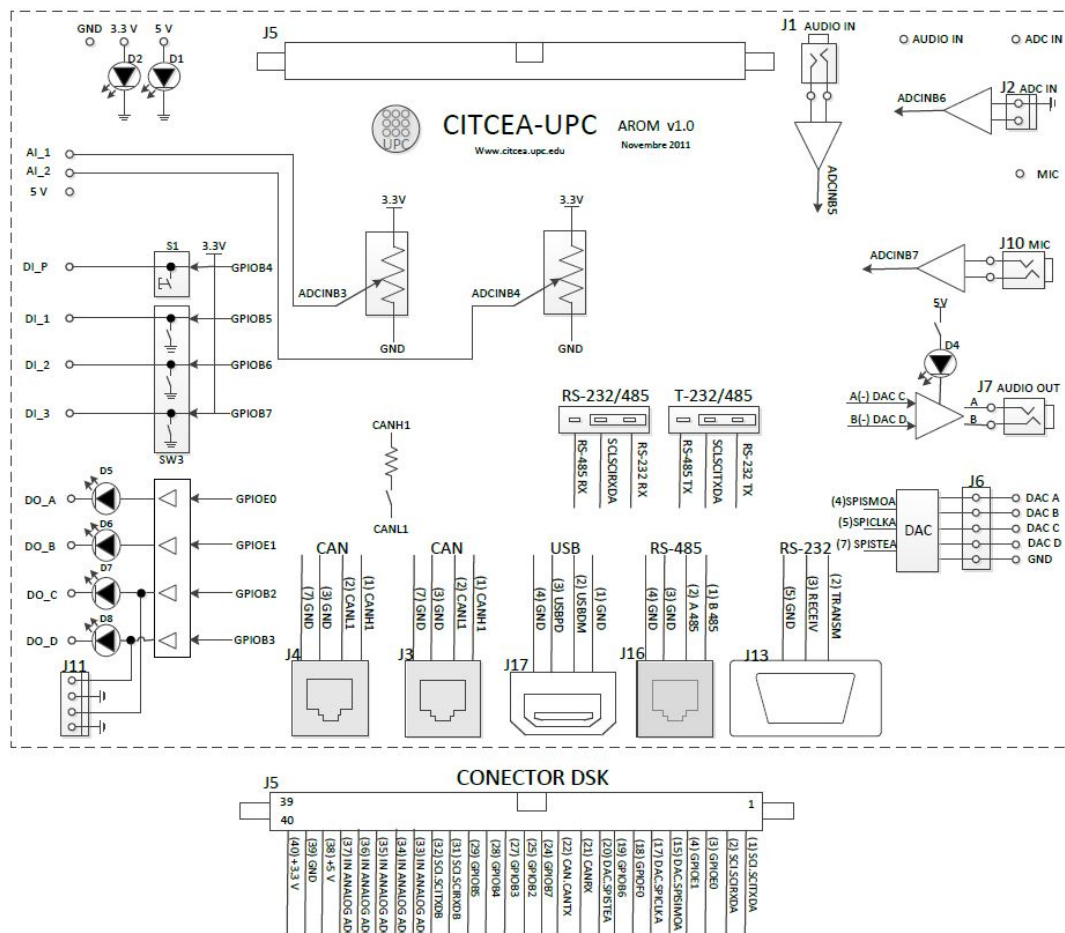


Figura 5.3: Esquemàtic de la placa AROM

5.1.3 DSC TMS320F2812

Existeixen una gran varietat de DSPs que s'agrupen en famílies, cadascuna de les quals està destinada a un objectiu diferent. En aquest projecte s'ha utilitzat el DSC TMS320F2812 del fabricant Texas Instruments.

La sèrie TMS320 de TI va aparèixer el 8 d'abril de l'any 1983 amb el DSP TMS32010, el qual va resultar ser el DSP més ràpid al mercat. Actualment existeixen força DSPs dins d'aquesta família, la qual es troba subdividida en diverses sèries segons la tasca que es vulgui dur a terme.

La sèrie de microcontroladors C2000 consisteix en DSCs de 32-bits amb perifèrics integrats enfocats al control en temps real: control de motors i accionaments, automatització industrial, energies renovables, granges de servidors, autòmats programables i il·luminació amb LEDs. Dins d'aquesta sèrie existeixen cinc subfamílies:

- C28x + ARM Cortex M3
- C28x Delfino amb coma flotant

- C28x Piccolo amb coma fixa o flotant
- C28x amb coma fixa
- C240x de 16-bits (ja no se'n recomana el seu ús)

El DSC TMS320F2812 pertany a la subfamília que incorpora una CPU C28x amb coma fixa. Els processadors de coma fixa presenten dos grans avantatges respecte als processadors de coma flotant: la complexitat del processador és molt menor i els càlculs són més ràpids. Tanmateix, la representació en coma fixa presenta un rang força limitat que impedeix representar alhora nombres grans i petits. Existeix una llibreria de TI destinada específicament a pal·liar aquesta qüestió, explicada en detall a la secció 6.2.

A l'annex B es pot trobar una llista de les especificacions completes del TMS320F2812, si bé les més importants es destaquen a continuació:

1. Característiques de la CPU

- DSP de 32-bits amb coma fixa
- 150 MIPS²
- 32x32 bits MAC de coma fixa o MAC dual de 16x16 bits
- 3x32 bits timers
- Servei d'interrupcions ràpid
- ALU atòmica que permet instruccions RMW (Read - Modify - Write) en un sol cicle
- Capacitat de depuració³ en temps real

2. Característiques de la memòria

- 128K paraules en memòria flash (EEPROM)
- 64K paraules en memòria SARAM
- 18K paraules en memòria RAM *on-chip*
- 4K paraules en memòria boot ROM programada de fàbrica

3. Característiques dels perifèrics

- 2 Event Managers
- 12-bits Analog-Digital Converter (ADC)
- Peripheral Interrupt Expansion (PIE)
- Fins a 56 pins General-Purpose I/O (GPIO)

La figura 5.4 mostra un diagrama del bloc funcional del TMS320F2812. A l'annex B es poden veure amb detall els mapes de memòria i les configuracions dels pins del DSP.

Perifèrics

Com s'ha introduït a la secció 4.2, cada família de DSPs està enfocada a una tasca concreta i, per tant, implementa una sèrie de característiques particulars que faciliten la programació del DSP per l'acció que ha de realitzar.

D'aquesta manera, cada família de DSPs incorpora diferents perifèrics enfocats a la branca específica. Pel cas del DSC TMS320F2812 els perifèrics més importants⁴ i alhora necessaris per la realització d'aquest treball són els següents:

²Milions d'Instruccions Per Segon

³En anglès *debugging*

⁴Es pot trobar la llista completa dels perifèrics a l'annex B

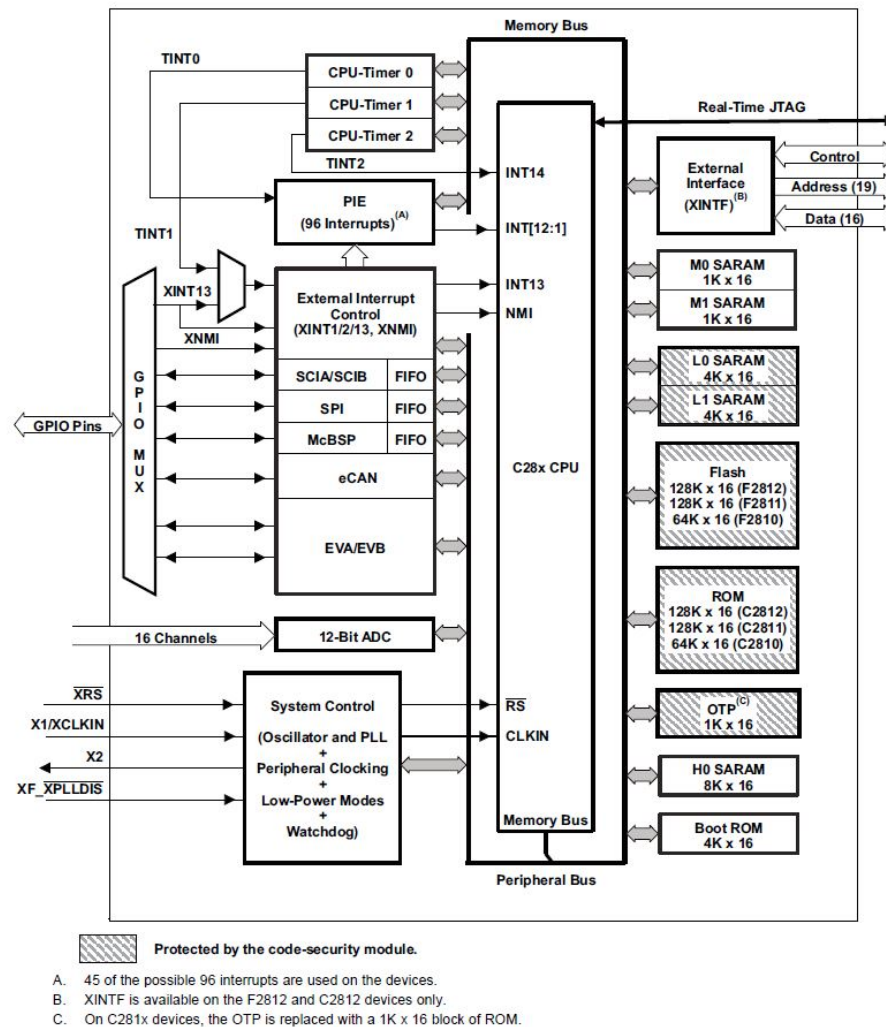


Figura 5.4: Diagrama del bloc funcional

3 timers de 32-bits: Existeixen dos comptadors o *timers* que poden ser utilitzats per l'usuari, mentre que el Timer 2 està reservat pel funcionament intern del DSP. Aquests timers s'utilitzen generalment per provocar interrupcions que permetin executar funcions específiques del codi. No s'han de confondre amb els General-Purpose (GP) timers inclosos a l'Event Manager.

2 mòduls Event Manager: Cadascun dels mòduls Event Manager inclou dos GP timers, comparadors PWM, unitats capture (CAP) i circuits de quadrature-encoder pulse (QEP). Els timers i els comparadors PWM s'usen per generar els senyals PWM i per generar altres interrupcions definides per l'usuari, mentre que la unitat CAP s'utilitza per emmagatzemar informació provinent d'un GP timer en una pila tipus FIFO de dos nivells de profunditat. Finalment, el QEP s'emptra per obtenir informació dels sensors (explicat més detalladament a la secció 5.1.7).

Convertidor A/D: El convertidor analògic/digital (ADC) s'encarrega de convertir la informació en format analògic provinent dels sensors a format digital per tal de poder processar-la amb el DSP. Les seves principals característiques són:

- Precisió de 12-bits
- 16 canals
- Rang d'entrada de 0 a 3 volts

- Ràtio de conversió de 80ns a freqüència de rellotge⁵ de 25MHz

GPIO Mux: Els registres del GPIO Mux s'utilitzen per seleccionar l'operació dels pins compartits. Aquests poden ésser configurats de manera independent entre ells per funcionar com a "Digital I/O" o bé connectats a senyals d'altres perifèrics. Això permet utilitzar els pins GPIO per controlar LEDs, interpretar senyals de l'ADC o rebre la informació provinent del QEP, entre altres.

5.1.4 CDM2480

La placa CDM2480⁶ ha estat desenvolupada pel CITCEA específicament pel TestBed. Mitjançant els senyals de control enviats pel DSP, aquesta placa varia les tensions d'alimentació de cadascun dels motors que incorpora el TestBed per tal de què es comportin segons les condicions requerides.

Està composta per dues parts: la part de potència i la part de mesures.

Part de potència

Com es pot veure a la figura 5.5, a la part de potència hi trobem els drivers que s'encarreguen d'adaptar a la placa de potència els senyals que provenen del DSP, el qual treballa en el rang de 0 a 3,3 V, per aplicar als transistors que componen la placa, la qual s'alimenta amb una font de tensió contínua de 24V. A més, també s'hi pot veure el bus de contínua (format per condensadors electrolítics i díodes tipus Zener), les resistències shunt (resistències petites que permeten realitzar mesures de voltatge) i els connectors amb el DSK.

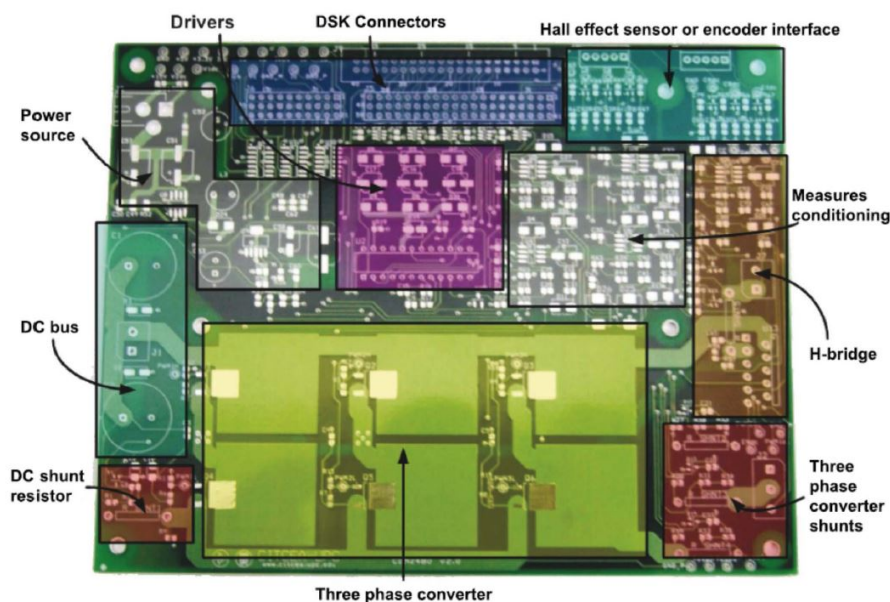


Figura 5.5: Elements de la placa CDM2480

No obstant, els dos components més importants són:

- Un inversor trifàsic format per sis transistors tipus MOSFET amb el seu corresponent díode en antiparal·lel que fan la funció d'interruptors. Gràcies a la correcta commutació d'aquests interruptors és possible transformar el corrent continu en corrent altern trifàsic (tres sinusoides desfasades 120° entre elles), el qual es pot utilitzar per alimentar el motor brushless trifàsic.

⁵Rellotge propi del convertidor

⁶Control De Motors 24V 80W

- Un pont en H (explicat a la secció 3.1) que permet realitzar el control del voltatge en borns del motor de corrent continu mitjançant la commutació dels interruptors. El pont està integrat dins de l'L6203 del fabricant SGS-THOMSON Microelectronics; el seu full de característiques es pot veure a l'annex E.

Part de mesures

Gràcies a aquesta part es poden dur a terme les mesures dels corrents i de les tensions dels motors.

Les mesures de corrent es realitzen mitjançant resistències shunt de $0,05 \Omega$, les quals permeten conèixer la tensió als seus extrems. Gràcies al xip IR2175S incorporat al TestBed es poden convertir les tensions als extrems de la resistència en un senyal PWM, el valor mitjà del qual equival a la intensitat que circula per la resistència shunt.

Per realitzar les mesures de tensió s'utilitzen divisors resistius. Primerament es col·loca una resistència d'alt valor per impedir l'entrada de corrent; després es troben una resistència i un condensador connectats a terra i dos díodes Zener en antiparal·lel, tal i com es pot veure a la figura 5.6.

L'esquemàtic del TestBed es pot trobar a l'annex G.

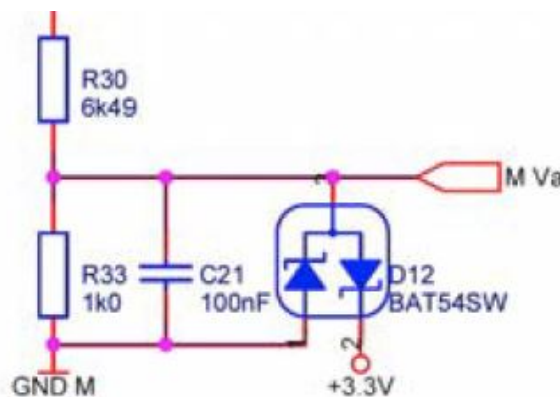


Figura 5.6: Lectura de la tensió

5.1.5 Motor brushless AC

El motor brushless trifàsic incorporat al TestBed és el EC-max 40 del fabricant Maxon Motor. El seu full de característiques es pot trobar a l'annex C.

El motor s'alimenta mitjançant un inversor trifàsic format per sis transistors⁷ col·locats en tres branques, de manera que les tres fases del motor brushless es connecten als punts mitjos de cada branca. Cada transistor disposa d'un driver que converteix els senyals provinents del DSP d'entre 0 i 3,3 V al rang d'entre 0 i 15 V per poder aplicar-los a la porta del transistor.

Gràcies a aquesta estructura es pot aconseguir variar la tensió i la freqüència en borns del motor brushless per així poder efectuar un control de velocitat o de parell segons convingui.

5.1.6 Motor de corrent continu d'imants permanents

El motor de contínua del TestBed és el RE 36 del fabricant Maxon Motor. El seu full de característiques es pot trobar a l'annex D.

⁷MOSFET MTD3055VL del fabricant Motorola

L'alimentació del motor es duu a terme mitjançant un pont complet, tal i com s'ha exposat a la secció 3.1. En aquest cas es troba incorporat en un únic circuit integrat, el full de característiques del qual es pot trobar a l'annex E.

Mitjançant el pont complet s'aconsegueix variar la tensió en borns del motor de contínua per així poder efectuar un control de velocitat o de parell segons convingui.

5.1.7 Encoders

Per tal de conèixer la posició i la velocitat del rotor del motor brushless cal utilitzar un sensor adient. En aquest cas, els sensors de què disposa el TestBed són els encoders HEDS 5540 del fabricant Maxon Motor. El seu full de característiques s'ha inclòs a l'annex F.

L'encoder és un sensor incremental que permet mesurar la posició i la velocitat en cada instant, transformant el moviment rotatiu en impulsos digitals. Es tracta d'un disc amb petits forats ubicats a la perifèria (500 forats en aquest cas) pels quals s'hi fa passar perpendicularment un raig de llum. Darrere del disc es troben dos fotosensors que detecten, a mesura que el disc gira solidàriament amb el motor, si els arriba llum o no. D'aquesta manera és possible determinar la posició del rotor i la seva velocitat alhora ja que l'encoder disposa de tres canals pels quals es poden transmetre senyals elèctrics simultàniament. A la figura 5.7 es pot observar aquest funcionament de manera gràfica.

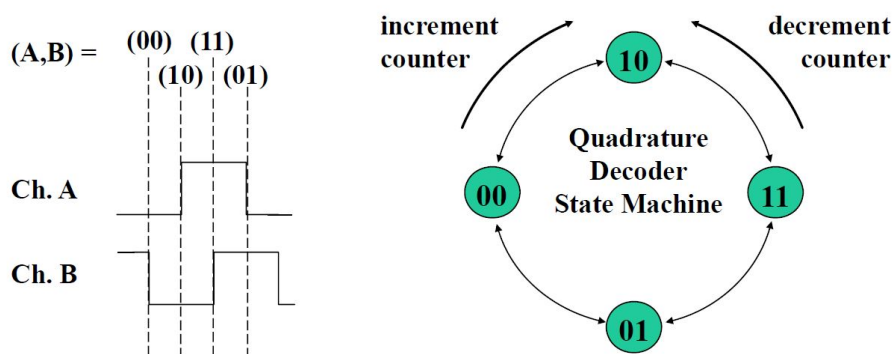


Figura 5.7: Funcionament de l'encoder

5.2 Code Composer Studio

El Code Composer Studio és un programa gratuït del fabricant Texas Instruments enfocat a la programació de DSPs. Majoritàriament, els DSPs es programen en llenguatge C/C++, si bé es pot usar també el llenguatge ensamblador per algunes parts de codi.

El llenguatge C/C++ és de mitjà-baix nivell, la qual cosa el converteix en un dels llenguatges més emprats actualment. El fet d'ésser de nivell relativament baix fa que es pugui operar sobre aspectes com el *kernel* d'un sistema operatiu o els registres de configuració d'un microprocessador (com és el cas). Alhora, té la suficient potència per elaborar programes de manera relativament senzilla sense ser extremadament farragós. Actualment, el llenguatge C s'aplica no només en el control de motors sinó en nombrosos àmbits, des de la seguretat informàtica fins al disseny d'aplicacions.

En canvi, el llenguatge ensamblador és un dels llenguatges de més baix nivell que existeixen, força proper al llenguatge màquina. Això provoca que sigui difícil d'utilitzar i molt poc intuïtiu. No obstant, és precisament gràcies al seu baix nivell que resulta ser un llenguatge òptim (que no senzill), atès que les instruccions que s'escriuen són les justes i necessàries per complir la funció que es vol desenvolupar.

El Code Composer Studio presenta diverses funcionalitats que ajuden enormement en l'elaboració i la depuració del codi. Per una banda, presenta un editor de text amb un gestor de projectes que

permet treballar de manera senzilla en diversos fitxers d'un mateix programa o fins i tot de programes diferents. Un cop s'ha escrit el codi disposa d'un compilador i un depurador, el qual incorpora les eines veritablement potents del programa.

La característica més important del depurador és que permet visualitzar i manipular els valors de variables del codi en temps real i de forma contínua, gràcies a una eina anomenada Real-Time Mode. D'aquesta manera, és possible realitzar el seguiment del valor d'una o diverses variables alhora i en temps real mitjançant, per exemple, un gràfic de cadascuna d'elles. Evidentment, també compta amb altres eines bàsiques de depuració, com per exemple *breakpoints*.

A la figura 5.8 es pot veure la interfície del programa en plena depuració. A la part superior esquerra es pot veure el codi en llenguatge C alhora que permet la inserció de *breakpoints*, mentre que la part inferior esquerra presenta una finestra on visualitzar variables en temps real. La part dreta mostra la finestra d'expressions on es poden seleccionar les expressions o variables que interessa visualitzar, també en temps real.

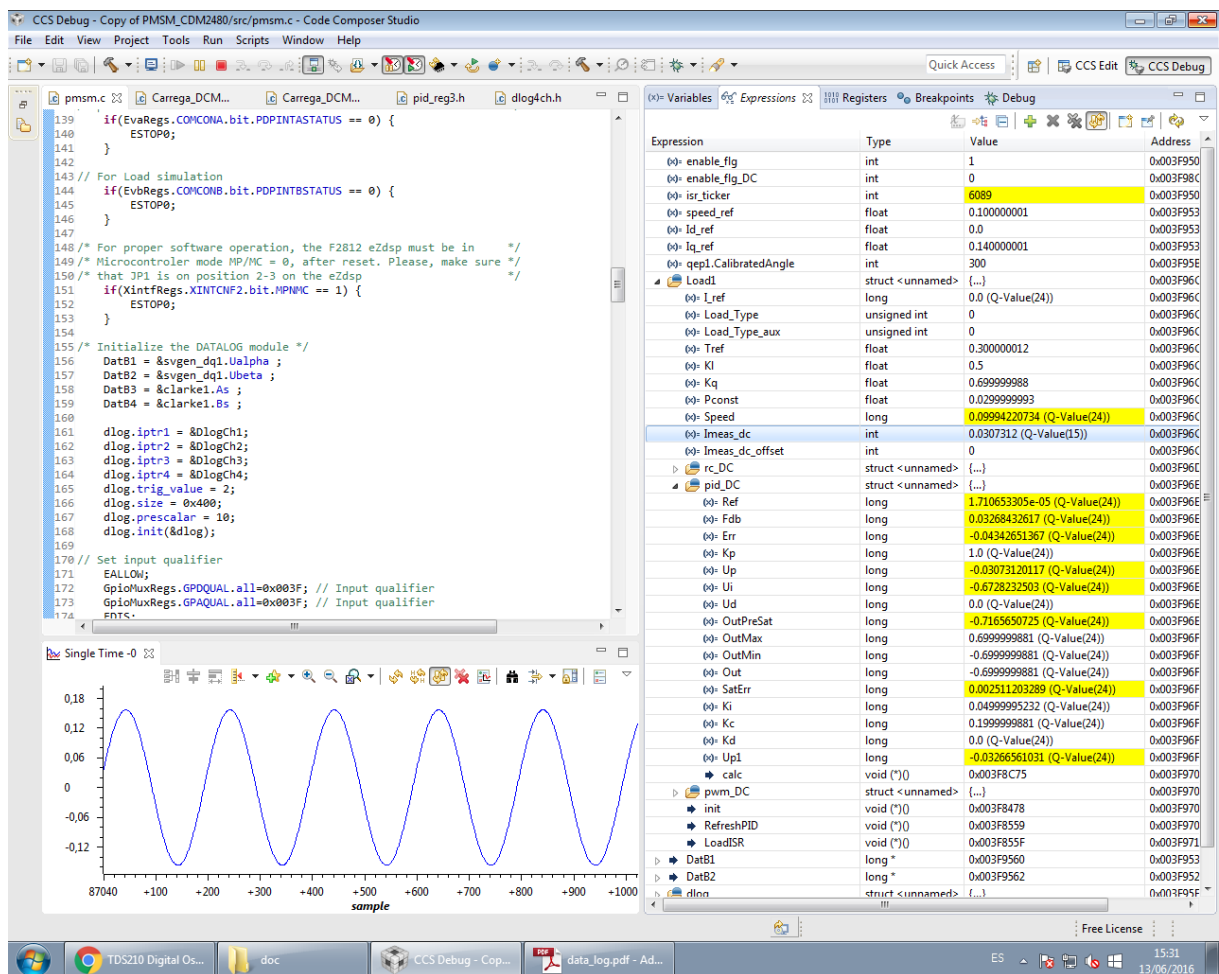


Figura 5.8: Depuració mitjançant Code Composer Studio

Capítol 6

Programa

El programa encarregat de governar el DSP serà un programa basat en interrupcions, les quals s'executaran de forma periòdica i permetran controlar ambdós motors del TestBed. Les principals interrupcions seran dues: el control de la velocitat del motor brushless i el control del parell del motor de contínua. En totes dues interrupcions es durà a terme la lectura dels corrents i les tensions dels motors, dades necessàries per efectuar un control en llaç tancat (com és el cas) atès que cal conèixer la sortida del sistema mitjançant un sensor per així poder aplicar una acció de control sobre l'error del sistema.

6.1 Interrupcions

El control de la velocitat del motor brushless es durà a terme en llaç tancat. Inicialment, la interrupció llegirà la velocitat del motor i calcularà la resposta del PI encarregat de controlar la velocitat. Seguidament obtindrà els valors de les intensitats que circulen pel motor brushless i, mitjançant les transformacions adequades (Clarke i Park), calcularà les accions de control dels dos PI que s'ocupen del control de les intensitats per finalment transmetre els resultats als interruptors MOSFET a través del mòdul PWM.

El control del parell del motor de contínua es durà a terme de manera semblant: es començarà per obtenir els valors de la velocitat del motor i la intensitat que hi circula per actuar, gràcies al controlador PI que incorpora, sobre l'acció de control que rep el motor i regular la intensitat de manera desitjada. Finalment, de manera anàloga al motor brushless, es transmetran les accions de control al pont en H mitjançant el mòdul PWM.

6.2 Llibreries IQMath i DMC

En el programa de control s'utilitzen dues llibreries proporcionades per Texas Instruments que resulten d'especial interès ja que faciliten enormement la programació d'algorismes de control. Aquestes dues llibreries concretes són:

IQmath: Proporciona les funcions matemàtiques més comunes alhora que permet la programació en coma flotant. Això s'aconsegueix assignant un nombre de dígitos que representen la part decimal d'un nombre mentre que la resta representen la part entera. En una CPU de 32-bits (com és el cas) un nombre en format IQ15 assigna els 15 bits de menor pes per representar la part decimal mentre que els $32 - 15 = 17$ bits restants serveixen per representar la part entera. En la part entera els bits prenen els valors $2^0, 2^1, 2^2, \dots$ començant pel bit menys significatiu. En canvi, en la part decimal els bits prenen els valors $2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3}, \dots$ començant pel bit més significatiu. D'aquesta manera, la màxima resolució decimal que es pot aconseguir és de $2^{-15} \cong 3,05 \cdot 10^{-5}$ (en el cas d'IQ15) ja que aquest és el bit més petit, mentre que la part

entera del nombre més gran que es pot representar és $2^{17-1} - 1 = 65.535^1$. L'ús d'aquesta llibreria permet tractar els nombres com si la CPU treballés en coma flotant, tenint en compte que cal fer les conversions entre els diferents formats d'IQ quan siguin necessàries. A la figura 6.1 es pot veure una taula amb el rang i la resolució dels diversos formats IQ, extreta de [Texas Instruments, 2009].

DMCLibrary: Permet implementar les funcions més habituals necessàries pel control de motors. Convé destacar les que implementen el controlador PID i la mesura de la velocitat a partir dels senyals de l'encoder. A més, també incorpora una sèrie de mòduls que faciliten notablement l'accés i la programació de determinats perifèrics del DSP com per exemple el QEP, l'ADC o el PWM Driver.

Data Type	Range		Resolution/Precision
	Min	Max	
_iq30	-2	1.999 999 999	0.000 000 001
_iq29	-4	3.999 999 998	0.000 000 002
_iq28	-8	7.999 999 996	0.000 000 004
_iq27	-16	15.999 999 993	0.000 000 007
_iq26	-32	31.999 999 985	0.000 000 015
_iq25	-64	63.999 999 970	0.000 000 030
_iq24	-128	127.999 999 940	0.000 000 060
_iq23	-256	255.999 999 981	0.000 000 119
_iq22	-512	511.999 999 762	0.000 000 238
_iq21	-1024	1023.999 999 523	0.000 000 477
_iq20	-2048	2047.999 999 046	0.000 000 954
_iq19	-4096	4095.999 998 093	0.000 001 907
_iq18	-8192	8191.999 996 185	0.000 003 815
_iq17	-16384	16383.999 992 371	0.000 007 629
_iq16	-32768	32767.999 984 741	0.000 015 259
_iq15	-65536	65535.999 969 482	0.000 030 518
_iq14	-131072	131071.999 938 965	0.000 061 035
_iq13	-262144	262143.999 877 930	0.000 122 070
_iq12	-524288	524287.999 755 859	0.000 244 141
_iq11	-1048576	1048575.999 511 719	0.000 488 281
_iq10	-2097152	2097151.999 023 437	0.000 976 563
_iq9	-4194304	4194303.998 046 875	0.001 953 125
_iq8	-8388608	8388607.996 093 750	0.003 906 250
_iq7	-16777216	16777215.992 187 500	0.007 812 500
_iq6	-33554432	33554431.984 375 000	0.015 625 000
_iq5	-67108864	67108863.968 750 000	0.031 250 000
_iq4	-134217728	134217727.937 500 000	0.062 500 000
_iq3	-268435456	268435455.875 000 000	0.125 000 000
_iq2	-536870912	536870911.750 000 000	0.250 000 000
_iq1	-1073741824	1 073741823.500 000 000	0.500 000 000

Figura 6.1: Rang i resolució dels formats IQ

6.3 Estructura general

El programa principal durà a terme el següent [Ortiz, 2006]:

- Inicialitzar el sistema
- Inicialitzar les variables
- Configurar els registres que s'utilitzaran del DSP

¹Cal recordar que un bit és per representar el signe del nombre

- Inicialitzar els mòduls i les llibreries utilitzades

Un cop dutes a terme les tasques anteriors el programa entrarà en un bucle infinit fins que no s'aturi l'execució del mateix. Les rutines de control aniran interrompent el bucle infinit per tal d'actuar sobre els motors. Aquest procés es pot veure de manera gràfica a la figura 6.2.

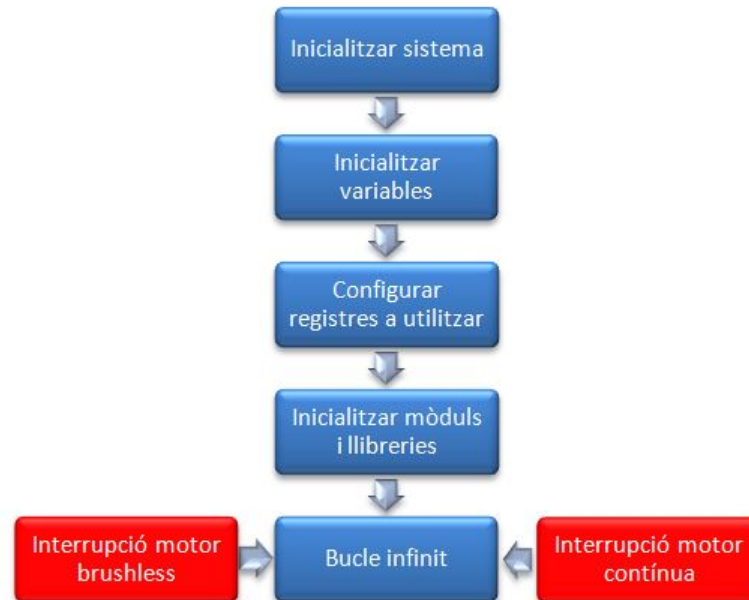


Figura 6.2: Esquema de blocs del programa

Capítol 7

Control del parell

Com s'ha anat presentant al llarg d'aquest treball, el parell desenvolupat per un motor de corrent continu d'imants permanents és proporcional al corrent que hi circula. Per aquest motiu, per poder dur a terme un correcte control del parell desenvolupat caldrà primer implementar el control de corrent en llaç tancat per poder després, si s'escau, realitzar el control del parell (també en llaç tancat).

7.1 Llaç de corrent

A la secció 2.2.2 es presentava l'esquema electromecànic del motor, on el parell efectuat per la càrrega Γ_L hi apareixia com una pertorbació (a partir d'ara i mentre no s'indiqui el contrari, la caiguda de tensió a les escombretes es considerarà negligible). Si es volgués trobar la funció de transferència del motor en la seva totalitat caldria fer ús del principi de superposició, ja que existeixen dues entrades al motor: la tensió U_a aplicada i el parell de càrrega Γ_L rebut (pertorbació). En qualsevol cas, la funció de transferència tindria l'aspecte següent:

$$\Omega(s) = \frac{(a_0 + a_1s + \dots)U(s) + (b_0 + b_1s + \dots)\Gamma_L(s)}{p(s)} \quad (7.1)$$

on $p(s)$ representa el polinomi característic del sistema i $\Omega(s)$ és la velocitat angular del motor. Recordar que les funcions de transferència relacionen la sortida del sistema amb la seva entrada; en aquest cas, la sortida és la velocitat angular de l'eix mentre que les entrades són la tensió i el parell de càrrega.

Si el que es desitja és dur a terme un control del corrent, cal comparar la intensitat que realment circula pel motor amb una consigna de corrent desitjada mitjançant un llaç tancat i implementant un controlador que permeti obtenir la resposta desitjada. D'aquesta manera, el sistema a controlar és el següent:

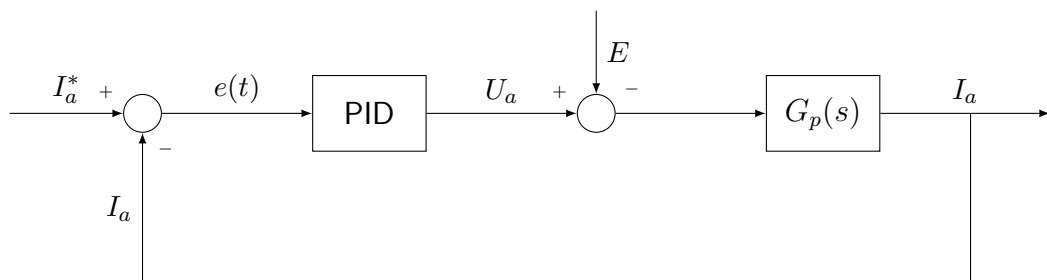


Figura 7.1: Llaç tancat de corrent

on I_a^* és un corrent de consigna, $e(t)$ és l'error i els blocs són:

$$G_p(s) = \frac{1}{L_a s + R_a} \quad (7.2)$$

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (7.3)$$

Els paràmetres R_a i L_a tenen per valor $1,11 \Omega$ i $0,201 \text{ mH}$ respectivament, segons el full de característiques proporcionat pel fabricant del motor (annex D).

En aquest cas la força contraelectromotriu és una pertorbació del sistema elèctric perquè depèn de la velocitat, la qual depèn del parell de la càrrega, el qual és la pertorbació del sistema electromecànic del motor. L'acció de control es calcularà com si aquesta força fos nul·la, i posteriorment s'analitzarà què succeeix amb ella. També es negligirà qualsevol retard que tingui la planta, atès que en ser força petit no provocarà grans variacions entre la resposta calculada i la resposta real.

El primer que s'ha de tenir present per dissenyar un controlador és que convé treballar en temps discret. Si es treballa en temps continu es perd l'acció de control dissenyada en passar a temps discret, sobretot si el temps de mostreig del sistema és elevat. Per tant, malgrat que la variació pugui ésser mínima o poca, convé realitzar el control en temps discret.

La planta caldrà discretitzar-la mitjançant un mantenidor d'ordre zero, el qual manté constant el valor d'una mostra fins que rep la següent. El controlador, en canvi, en ésser un PI digital es pot discretitzar de diverses maneres, sent les més habituals Euler-*forward*, Euler-*backward* i bilineal o Tustin. En aquest cas, el PID digital implementat per Texas Instruments està discretitzat mitjançant Euler-*backward*. A la figura 7.2 es pot veure de manera gràfica, mentre que a [Sánchez, 2014] annex D es pot trobar una breu explicació dels diversos mètodes de discretització més habituals.

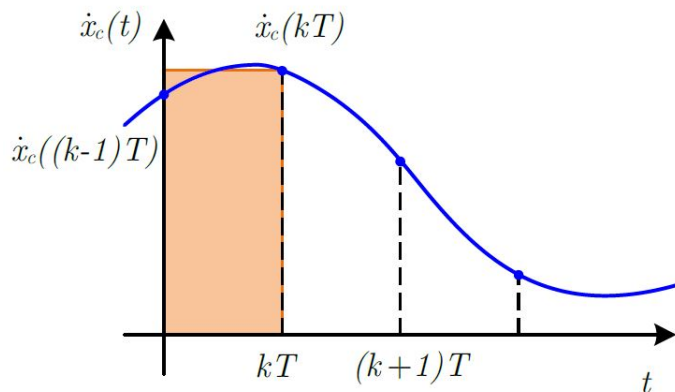


Figura 7.2: Discretització segons Euler-*backward*

7.1.1 Disseny del controlador

El controlador PID que proporciona Texas Instruments es pot veure a la figura 7.3, on $\frac{1}{T_i} = k_i$ i $T_d = k_d$. El bloc de saturació serveix per limitar la sortida entre uns límits superior i inferior, actuant com a protecció per la planta. D'aquesta manera hom s'assegura que la planta no rebrà tensions o corrents massa elevats. Per una primera aproximació es faran els càlculs sense saturació, per després implementar-la.

Les equacions en temps continu que regeixen el comportament del controlador són les següents¹:

$$u_p(t) = k_p \cdot e(t) \quad (7.4)$$

¹No es presenta la part derivativa ja que no se'n farà ús.

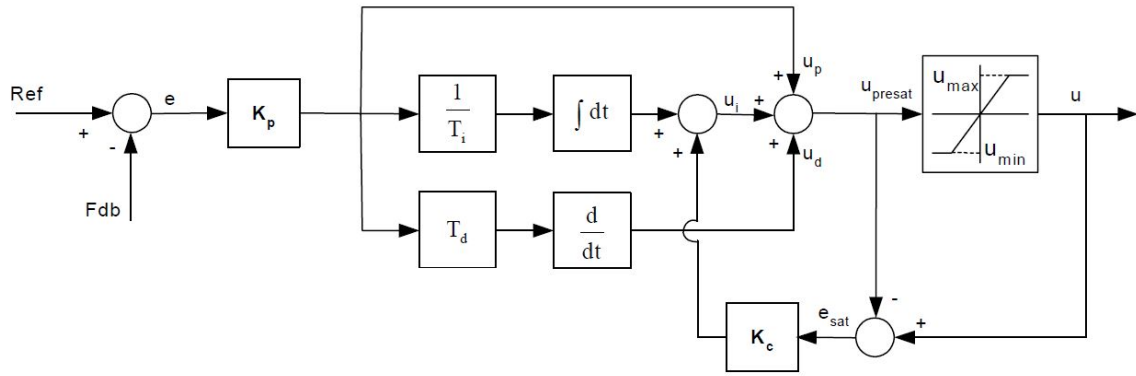


Figura 7.3: Diagrama de blocs del controlador PID

$$u_i(t) = k_p k_i \int_0^t e(\xi) d\xi \quad (7.5)$$

Discretitzant segons Euler-backward s'obté:

$$u_p(k) = k_p \cdot e(k) \quad (7.6)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + k_p k_i T \cdot e(k) \quad (7.7)$$

on T correspon al període de mostratge. Aplicant la transformada en z s'obté [Costa i Fossas, 2014]:

$$\frac{U_p(z)}{E(z)} = k_p \quad (7.8)$$

$$\frac{U_i(z)}{E(z)} = k_p k_i \frac{Tz}{z-1} \quad (7.9)$$

Així, la funció de transferència sencera del controlador queda:

$$PID(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = k_p + k_p k_i \frac{Tz}{z-1} = k_p \frac{(k_i T + 1)z - 1}{z-1} \quad (7.10)$$

La planta es mostrejarà amb un mantenidor d'ordre zero. Aplicant la transformada en z a l'equació 7.2 queda:

$$G_p(z) = \frac{e^{R \cdot T/L} - 1}{R(e^{R \cdot T/L} z - 1)} \quad (7.11)$$

Si es procedeix a calcular els llaços obert i tancat de corrent s'arriba a les següents expressions:

$$\text{Llaç obert} \equiv L(z) = G_c(z)G_p(z) = \frac{k_p(k_i T + 1)(e^{R \cdot T/L} - 1)z - k_p(e^{R \cdot T/L} - 1)}{R(e^{R \cdot T/L} z^2 - (1 + e^{R \cdot T/L})z + 1)} \quad (7.12)$$

$$\begin{aligned} \text{Llaç tancat} \equiv W(z) &= \frac{I_a(z)}{I_a^*(z)} = \frac{G_c(z)G_p(z)}{1 + G_c(z)G_p(z)} = \\ &= \frac{k_p(k_i T e^{R \cdot T/L} - k_i T + e^{R \cdot T/L} - 1)z + k_p(1 - e^{R \cdot T/L})}{R e^{R \cdot T/L} z^2 + (k_p k_i T e^{R \cdot T/L} - k_p k_i T - R e^{R \cdot T/L} + k_p e^{R \cdot T/L} - R - k_p)z - k_p e^{R \cdot T/L} + R + k_p} \end{aligned} \quad (7.13)$$

El polinomi característic del llaç tancat és qui determinarà la resposta del sistema enfront a les diverses entrades que pugui rebre, així com la seva estabilitat. Com s'ha comentat abans, és millor dur a terme el disseny del controlador en temps discret per evitar possibles variacions en passar de temps continu a temps discret. En temps discret, el polinomi característic genèric d'un sistema de segon ordre és el següent:

$$D(z) = (z - e^{-j\theta}) \cdot (z - e^{j\theta}) = z^2 - 2\rho \cdot \cos(\theta)z + \rho^2 \quad (7.14)$$

on:

$$\theta = \omega_n T \sqrt{1 - \xi^2} \quad (7.15)$$

$$\rho = e^{-\xi \omega_n T} \quad (7.16)$$

essent ω_n la pulsació natural del sistema i ξ el coeficient d'esmoreïment.

És en aquest moment que cal decidir com es vol que sigui la resposta del sistema per així procedir al càlcul de les constants k_p i k_i necessàries. En tractar-se d'un sistema de segon ordre s'obtidran dos pols, la posició dels quals determinarà el comportament enfront a una entrada concreta.

Emprant, doncs, el mètode de disseny per assignació de pols existeixen varies possibilitats, les quals es poden classificar en funció del valor del coeficient d'esmoreïment:

Oscil·lador: Es produeix quan $\xi = 0$. Els pols del sistema són imaginaris purs en el pla s , sent la seva resposta oscil·lacions perfectes. No és un comportament *a priori* desitjat en el control de sistemes a no ser que es vulgui obtenir un oscil·lador pur.

Subesmoreïment: S'observa quan $0 < \xi < 1$. Els pols del sistema són dues arrels complexes conjugades en el pla s (temps continu). La resposta del sistema enfront a entrades de tipus graó presenta certes oscil·lacions a l'inici.

Esmoreïment crític: Es produeix quan $\xi = 1$. És té una arrel real doble negativa en el pla s . La resposta del sistema ja no presenta oscil·lacions, si bé encara té un comportament "semblant" als sistemes subesmoreïts.

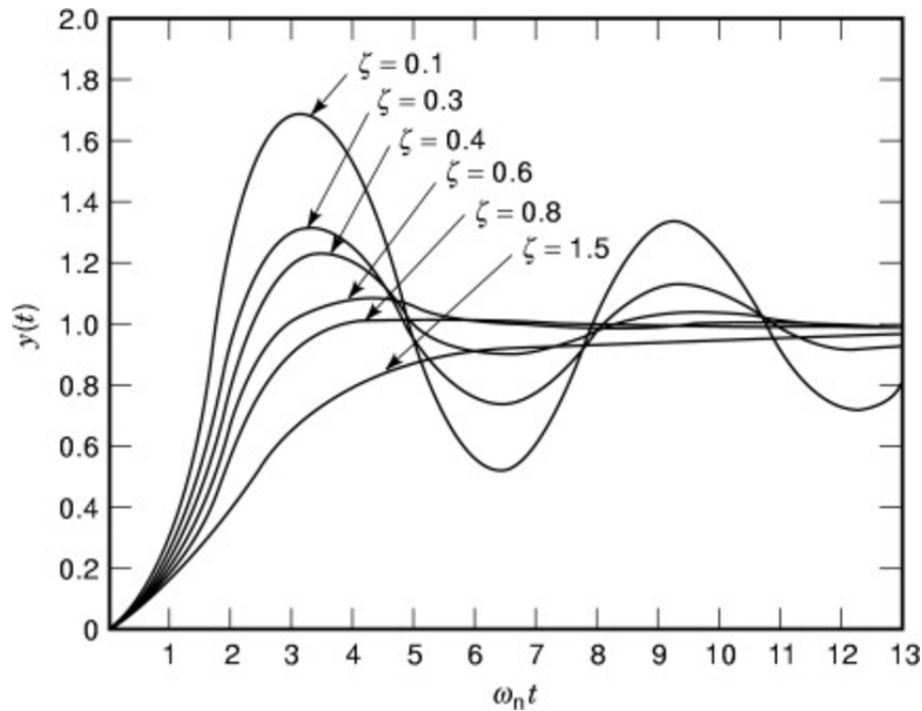
Sobreesmoreïment : Ve provocat per $\xi > 1$. Els pols del sistema són dues arrels reals negatives en el pla s . La resposta ja no és oscil·lant i, de fet, quant major sigui ξ més s'assemblarà el comportament del sistema a un de primer ordre, ja que un dels pols serà negligible enfront de l'altre. Aquest fenomen, anomenat *dominància*, permet aproximar el sistema a un de primer ordre emprant el pol de resposta més lenta i desenvolupant els càlculs pertinents. Habitualment, es pren el criteri de $D = 10$ per parlar de dominància, on D és la divisió entre els mòduls dels pols. Tanmateix, en principi la dominància s'observa a partir de $D = 5$ sempre que no hi hagi un zero² pròxim al pol dominant [Ogata, 2003].

A la figura 7.4 es pot observar la resposta temporal del sistema davant d'una consigna de tipus graó segons el factor d'esmoreïment.

Dels diversos paràmetres que defineixen la resposta temporal d'un sistema existeixen dos que són especialment importants:

Temps d'establiment: És el temps que triga el sistema en respondre enfront una entrada, prenent la sortida el valor desitjat de l'entrada. En altres paraules, és el temps que dura l'estat transitori d'un sistema. Matemàticament es pot observar que el sistema mai no arriba al valor de consigna desitjat, presentant per una entrada graó un comportament asimptòtic. Per aquest motiu es considera que el sistema ha arribat a l'estat transitori quan el valor de la sortida és

²Arrel del polinomi del numerador en la funció de transferència

Figura 7.4: Resposta temporal del sistema segons el valor de ξ

aproximadament el 98% del valor de l'entrada passades les oscil·lacions inicials, calculant-se el temps d'establiment com:

$$t_s \cong \frac{4}{\xi \omega_n} \quad (7.17)$$

Sobrepuig: En sistemes subesmorteïts la resposta presenta oscil·lacions de pulsació ω_d , essent l'amplitud d'aquestes cada cop més petita fins a esdevenir nul·la (estat estacionari). El màxim valor que presenta la resposta es coneix com a sobrepuig, i correspon al pic de la primera oscil·lació. El sobrepuig calculat en tant per u ve donat per l'expressió següent:

$$S_p = \exp\left(\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right) \quad (7.18)$$

Aquests dos paràmetres resulten d'especial interès ja que permeten dissenyar el sistema de manera que quedi fixat el temps de resposta i el valor màxim de la sortida, actuant així com a protecció en casos com el que ens ocupa: cal vigilar que el pic de corrent no superi el corrent nominal del motor. És per aquest motiu que es definirà un comportament subesmorteït de la resposta del sistema.

S'agafaran com a valors objectiu un temps d'establiment d'un mil·lisegon i un sobrepuig màxim del 5%. Emprant les fórmules anteriors s'obtenen els valors següents:

$$\omega_n = 5796,20 \text{ rad/s} \quad (7.19)$$

$$\xi = 0,6901 \quad (7.20)$$

Aquests valors permeten calcular quin polinomi característic $D(z)$ hauria de tenir el sistema per presentar la resposta desitjada. Per simple comparació del polinomi característic desitjat amb el polinomi característic del sistema³ es poden obtenir els valors de k_p i k_i necessaris gràcies a les expressions següents:

³Cal dividir el numerador i el denominador de la funció de transferència perquè el polinomi característic tingui el coeficient quadràtic multiplicat per 1

$$k_p = -\frac{R(e^{R \cdot T/L} \rho^2 - 1)}{e^{R \cdot T/L} - 1} \quad (7.21)$$

$$k_i = \frac{e^{R \cdot T/L} (2\rho \cos(\theta) - \rho^2 - 1)}{T(e^{R \cdot T/L} \rho^2 - 1)} \quad (7.22)$$

Essent el període de mostratge de 0,0005 segons (freqüència de mostratge de 20kHz, la mateixa que la commutació dels interruptors del motor), el valor de les constants k_p i k_i és:

$$k_p \cong 0,4067 \text{ V/A} \quad k_i \cong 15.552,23 \text{ V/A} \quad (7.23)$$

Les constants tenen unitats de V/A ja que el controlador rep una entrada en forma de corrent i subministra una sortida en forma de tensió.

Saturació i anti-*windup*

Com es pot veure a la figura 7.3 el controlador PID que presenta Texas Instruments té dos blocs addicionals que el diferencien dels PID's habituals (figura 3.4): el bloc de la saturació i el bloc anti-*windup*.

La saturació és una protecció davant les sobretensions que pugui rebre la planta, o una limitació dels límits físics del sistema (per exemple, una vàlvula no pot estar oberta a més del 100% de la seva capacitat o una font de tensió no pot subministrar valors majors de l'indicat). El motor RE-36 té una tensió nominal de 24 V, la qual no s'hauria de superar en cap moment. Si les especificacions del disseny del controlador són exigents pot ser que l'acció de control a l'inici de l'entrada graó sigui molt alta, ja que és el moment en què l'error és major i, per tant, el controlador actuï de manera més dràstica. Això pot provocar que, per tal de complir amb les especificacions de disseny, l'acció de control que rep la planta sigui més elevada del que pot admetre. Davant la possibilitat de malmetre-la es col·loca un bloc de saturació a la sortida del controlador que s'encarrega de limitar l'acció de control que rep la planta entre els valors màxim i mínim que pot admetre, protegint-la així de sobretensions. Evidentment, aquesta protecció té l'inconvenient de què la resposta del sistema no serà la que s'ha calculat: segons si les especificacions de control són molt estrictes o no diferirà més o menys. Davant diferències significatives entre la resposta calculada i la resposta incorporant la saturació es recomana relaxar les especificacions de control per evitar que la saturació canviï totalment la resposta del sistema.

L'anti-*windup* només es pot aplicar en controladors PID que incorporen saturació. En sistemes en què l'acció de control arriba als límits físics de l'actuador o de la planta, el sistema respon amb la seva màxima capacitat. Mentre dura la saturació el sistema funciona en llaç obert ja que l'actuador treballarà al seu límit independentment del valor de la sortida de la planta. La principal conseqüència és el ràpid creixement de l'error acumulat i, per tant, de l'acció integral de control, provocant que li costi més al sistema sortir de la saturació i augmentant el temps d'establiment [Åström i Murray, 2009]. A aquesta saturació se l'anomena *windup*.

Una de les maneres d'evitar aquest fenomen consisteix en aplicar anti-*windup*: tan bon punt el sistema entra en saturació el mateix controlador s'encarrega de reduir el valor de l'acció integral perquè no creixi excessivament i el sistema respongui adequadament un cop surti de la saturació. Tal i com es pot veure a la figura 7.3 es compara el valor de l'acció de control abans i després del bloc de saturació: si ha entrat en joc, el resultat d'aquesta comparació és un valor negatiu que es multiplica per un guany k_c anomenat guany de correcció integral que se suma (negativament) al terme integral del controlador; és a dir, es disminueix el valor de l'acció integral de l'instant k si la sortida del controlador de l'instant $k - 1$ estava saturada. A la figura 7.5 es pot veure el comportament d'un mateix sistema segons si s'han implementat els blocs de saturació i d'anti-*windup* o no.

Tanmateix, la saturació no és una funció lineal, per la qual cosa no es pot modelar com un bloc en funció de s o de z . És per aquest motiu que a l'hora de dissenyar un controlador no es té en

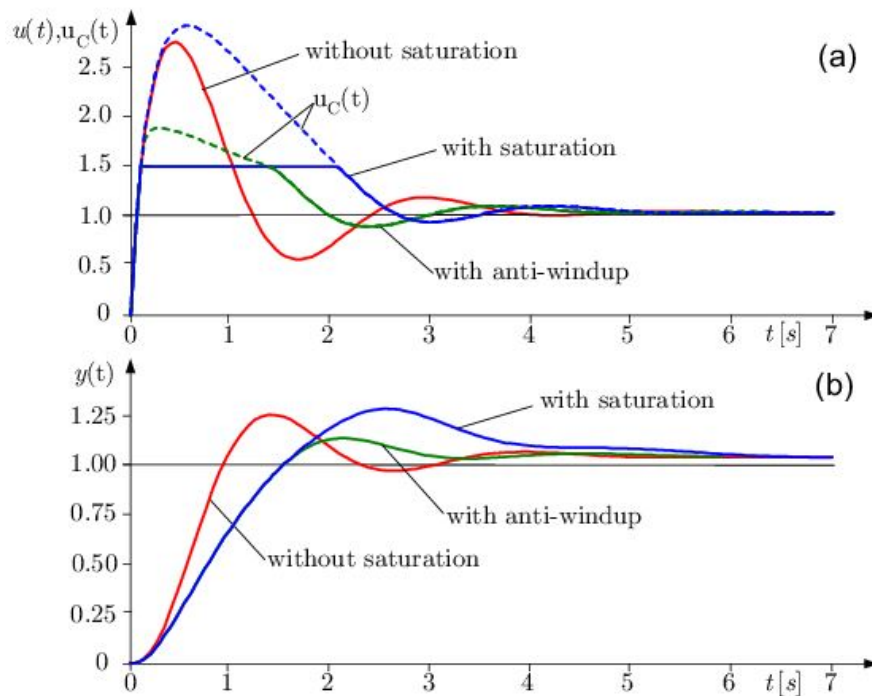


Figura 7.5: Acció de control $u_c(t)$ i resposta $y(t)$ del sistema amb o sense anti-windup

compte, atès que no es pot modelitzar. Posteriorment, s'afegeix en les simulacions per observar si canvia el comportament del sistema de manera considerable o si pel contrari no provoca variacions importants. El mateix succeeix amb l'anti-windup, ja que en incorporar un bloc de saturació tampoc és lineal.

7.1.2 Simulacions

Dissenyat el controlador es pot procedir a dibuixar la resposta del sistema enfront una entrada graó per veure si es compleixen les especificacions de disseny (figura 7.6).

Donat que comprovar els paràmetres del sobrepuig i del temps d'establiment pot resultar difícil observant un gràfic, es pot calcular també el temps de pic del sistema:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} = \dots \cong 0,75 \text{ ms} \quad (7.24)$$

Si hom es fixa en el gràfic observarà que el temps de pic és lleugerament inferior als 0,75 mil·lisegons calculats, fet que no concorda amb les especificacions exigides pel sistema.

La raó d'aquesta discrepància rau en el comportament dels zeros del llaç tancat. Si es pren la funció de transferència:

$$W(z) \cong \frac{0,1571z - 0,0884}{z^2 - 1,602z + 0,6703} = \underbrace{\frac{0,1571z}{z^2 - 1,602z + 0,6703}}_{\text{efecte del zero}} + \frac{-0,0884}{z^2 - 1,602z + 0,6703} \quad (7.25)$$

s'observa que es pot descompondre de manera senzilla en dues fraccions. Quan es duu a terme l'anàlisi de la resposta d'un sistema de segon ordre sempre es realitzen els càlculs com si la funció de transferència no tingués cap zero (no hi ha factors amb z al numerador). Tanmateix, en aquest cas es pot observar que sí que existeix un zero, el qual canvia lleugerament el comportament del sistema, com es pot veure a la figura 7.7.

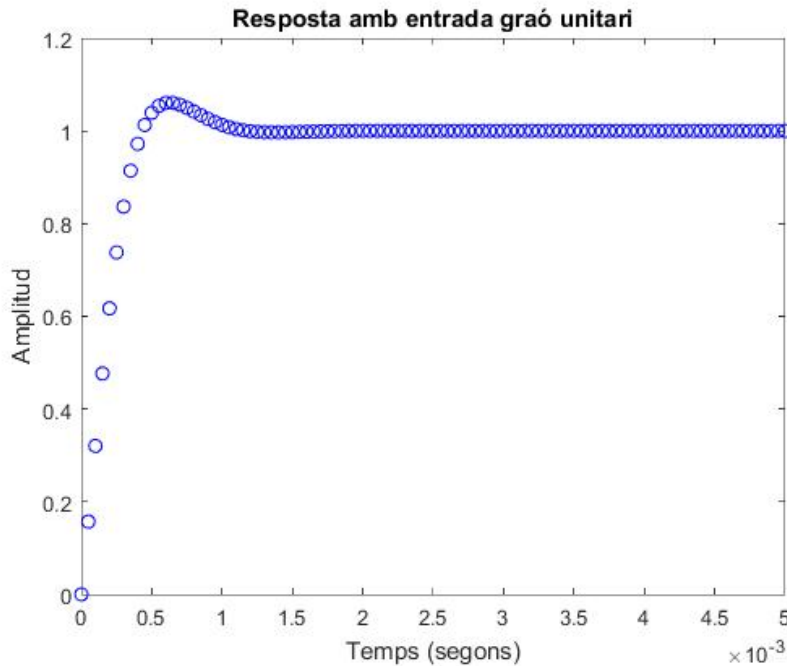


Figura 7.6: Resposta del sistema davant d'una entrada graó

Observant la resposta en negligir l'efecte del zero es pot veure que en aquest cas el temps de pic sí és de 0,75 mil·lisegons, alhora que els paràmetres del temps d'establiment i del sobrepuig també concorden. Val la pena notar com el valor del sobrepuig també canvia en considerar l'efecte del zero, tal i com es pot veure a la figura.

Per tant, es pot afirmar que els zeros afecten a la resposta del sistema⁴ encara que normalment no es considerin, ja que *a priori* el seu efecte només es pot notar durant l'estat transitori. De fet, en aquest cas es pot observar que el zero “anticipa” la resposta del sistema, fent que reaccioni de manera lleugerament més ràpida a l'inici, i provocant variacions nul·les un cop assolit el règim estacionari.

Malgrat que no s'utilitzarà en aquest treball, el mètode d'assignació de zeros permet obtenir errors nuls en estat estacionari enfront entrades rampa i paràbola [Ogata, 2003]. Per poder aplicar-lo és necessari que el sistema a controlar tingui dos graus de llibertat; és a dir, que existeixin dues funcions de transferència en llaç tancat independents entre elles (dos controladors independents).

Finalment, per acabar de corroborar els resultats de les simulacions es poden utilitzar les tècniques del lloc geomètric de les arrels i del criteri simplificat de Bode.

Lloc geomètric de les arrels

El lloc geomètric de les arrels és una representació gràfica de la variació de la posició dels pols del sistema en llaç tancat en variar el valor del guany k_p que se li afegeix; gràcies a programes tipus MATLAB resulta senzill d'obtenir. Cal recordar, però, que el lloc geomètric de les arrels es dibuixa del llaç obert i dóna una idea de manera gràfica de l'estabilitat del llaç tancat. El lloc geomètric de les arrels del sistema es pot veure a la figura 7.8.

Els pols del sistema en llaç obert són $z_1 = -1,0012$ i $z_2 = 0,7578$. Com $abs(z_1) > 1$ és té que el sistema en llaç oberta seria inestable. Mitjançant MATLAB es pot trobar el valor de $k_{p_{m\grave{a}x}}$ que fa que el sistema en llaç tancat sigui inestable, el qual és aproximadament 14,32. Per tant, el valor seleccionat de $k_p = 0,4067$ està lluny de provocar inestabilitats en el sistema. El lloc geomètric de les arrels és congruent amb el que s'ha explicat a la secció 7.1.1: augmentar el valor de k_p desplaça les arrels del sistema de manera que per certs valors es tenen dues arrels complexes conjugades (valors

⁴Cal recordar, però, que els zeros no afecten a l'estabilitat del sistema

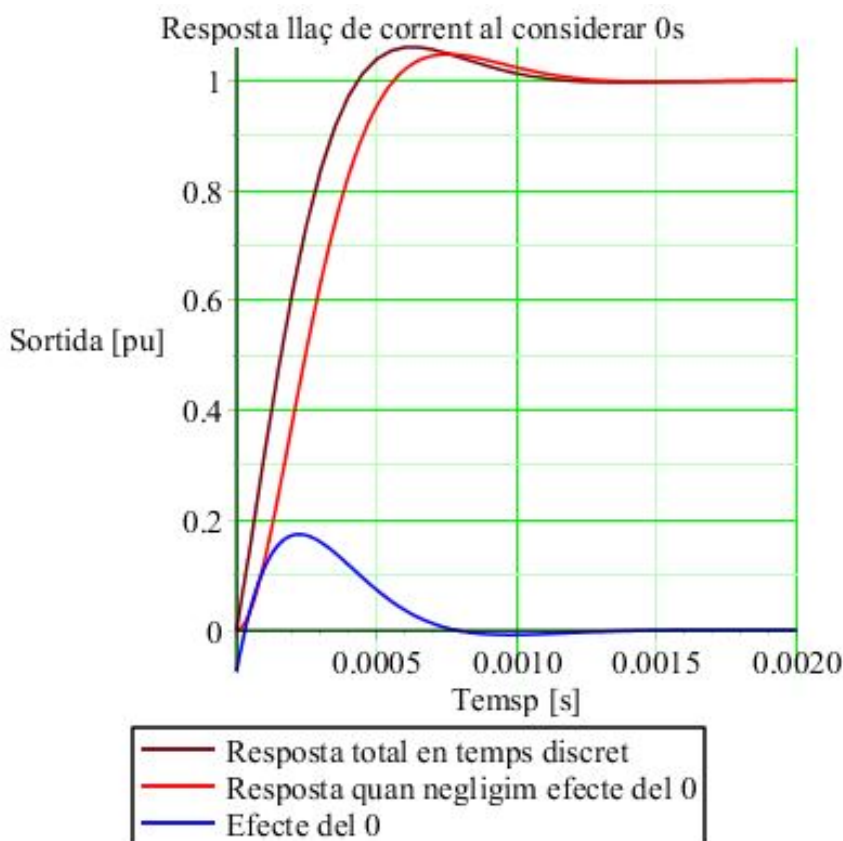


Figura 7.7: Resposta del sistema tenint en compte l'efecte del zero

de ξ entre 0 i 1). Si se segueix augmentant el valor de k_p s'obtenen de nou dues arrels reals (valors de ξ majors que la unitat).

Criteri simplificat de Bode

Segons [Costa i Fossas, 2014]: si el diagrama de Bode del llaç obert no presenta guany major que 1 (0 dB) en cap de les freqüències en què presenta fase -180° ($180^\circ + 360^\circ \cdot n$, $n \in \mathbb{Z}$) i el llaç obert no té pols de mòdul més gran que 1, aleshores el sistema de llaç tancat és estable.

El sistema dissenyat és estable perquè s'han assignat els pols del polinomi característic, però el criteri simplificat de Bode permet introduir els conceptes de marge de guany i marge de fase, els quals donen una idea de la robustesa del sistema enfront d'elements no modelats o de variacions que pugui experimentar la planta.

El marge de guany indica quin és el màxim guany que es pot afegir al sistema abans de què es torni inestable ($k_{pmàx}$), mentre que el marge de fase quantifica el retard màxim que pot experimentar un sistema abans de perdre l'estabilitat. Ambdós valors es poden obtenir gràcies al diagrama de Bode, el qual es pot veure a la figura 7.9.

A partir de la definició del marge de guany és possible obtenir el valor de $k_{pmàx}$, el qual ha de concordar amb el valor obtingut mitjançant el lloc geomètric de les arrels. Recordant l'equivalència entre magnitud natural i decibels $dB = 20 \cdot \log(\text{mag. natural})$ s'obté:

$$k_{pmàx} = MG = 10^{dB/20} = 10^{23,1/20} \cong 14,29 \quad (7.26)$$

gairebé el mateix valor que mitjançant el lloc geomètric de les arrels.

De manera similar es pot trobar el retard màxim que pot experimentar el sistema, a partir del marge de fase:

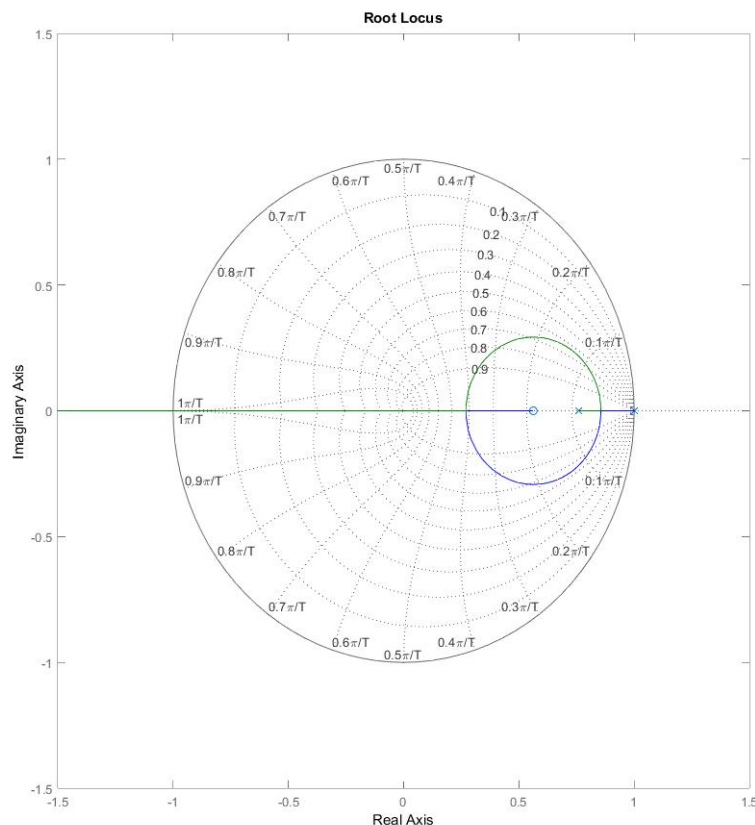


Figura 7.8: Lloc geomètric de les arrels de $L(z)$

$$t_{R_{m\grave{a}x}} = \frac{MG}{\omega_{0dB}} = \frac{65,4^\circ}{4,72 \cdot 10^3} \cong 14 \text{ ms} \quad (7.27)$$

on ω_{0dB} és la pulsació en què la corba de magnitud val 0 dB, valor proporcionat per MATLAB.

Per tant, s'observa que el sistema resultant després de dissenyar el controlador presenta un guany màxim de $k_{p_{m\grave{a}x}} \cong 14$ i un temps de retard màxim de $t_{R_{m\grave{a}x}} \cong 14 \text{ ms}$ abans de tornar-se inestable.

7.1.3 Saturació, retard i sensibilitat davant de pertorbacions

Un cop dissenyat el controlador de manera teòrica cal afegir tres aspectes que s'han negligit o obviat inicialment: la saturació del controlador, els possibles retards i les pertorbacions del sistema, en forma de força contraelectromotriu del motor. En els dos últims casos resulta impossible quantificar-los de manera exacta, motiu pel qual caldrà realitzar suposicions o fer servir altres mètodes.

Saturació del controlador

Donat que el bloc de saturació provoca l'aparició de no linealitats en el sistema no es pot tenir en compte a l'hora de dissenyar el controlador, sent necessari verificar mitjançant simulacions i experiments si en algun moment el sistema satura.

Fent ús del paquet Simulink del programa MATLAB s'ha incorporat un bloc de saturació al sistema, el qual limita l'acció de control a valors de $\pm 24V$. Els resultats de la simulació mostren que la saturació no s'activa en cap moment, per la qual cosa la resposta del sistema real hauria de correspondre amb la resposta teòrica.

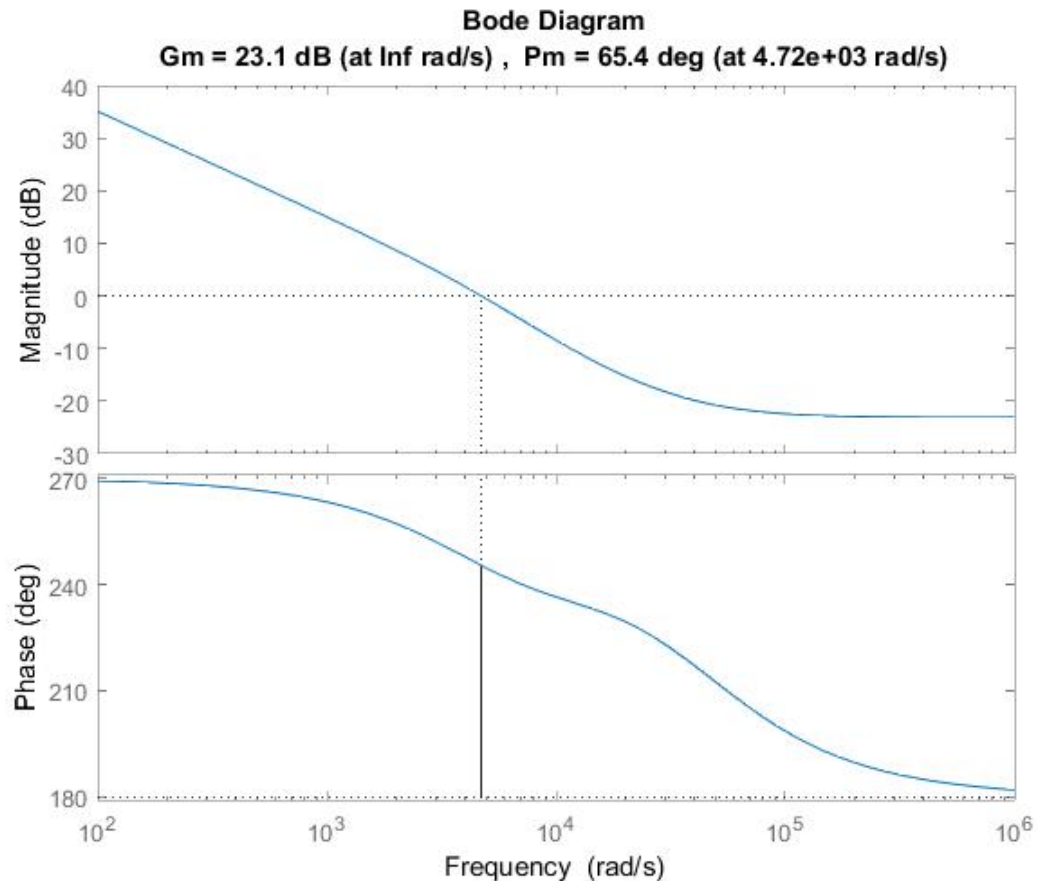


Figura 7.9: Diagrama de Bode del llaç obert

Efecte del retard

Donat que no és possible saber el valor exacte del retard es pot suposar un valor arbitrari. En aquest cas s'ha suposat un retard equivalent al període de mostrejatge; és a dir, un retard de 0,0005 segons. Afegint aquest retard a la funció de transferència del llaç obert (en forma de $\frac{1}{s}$) es pot tornar a simular la resposta del sistema enfront una entrada graó i comparar-la amb la mateixa resposta sense retard.

Com es pot veure a la figura 7.10 la resposta del sistema amb retard és, evidentment, més lenta: el temps d'establiment es veu afectat en uns pocs mil·lisegons. A més, el valor del sobrepuig augmenta fins gairebé un 20%, fet que podria resultar més problemàtic si ens trobéssim realment al límit de tensió de la planta. Tanmateix, el temps durant el qual la planta es troba sotmesa a un sobrepuig més elevat del calculat és de 4 mil·lisegons amb prou feines, i la saturació del PI s'encarregarà de limitar el senyal sortint del controlador. A més a més la tensió nominal del motor és de 24V, la qual coincideix amb la tensió de la font que alimenta el TestBed, fent físicament impossible subministrar al motor més de 24V.

Sensibilitat davant de perturbacions

Rest a analitzar què succeeix amb el retard provocat per la força contraelectromotriu del motor. A tal efecte s'utilitzarà el concepte de la sensibilitat d'un sistema.

Tal i com es pot veure a la figura 7.11 existeixen tres perturbacions possibles en un sistema en llaç tancat: d_i , d_0 i n , essent r l'entrada i y la sortida. Les funcions de transferència de les variables Y i U són:

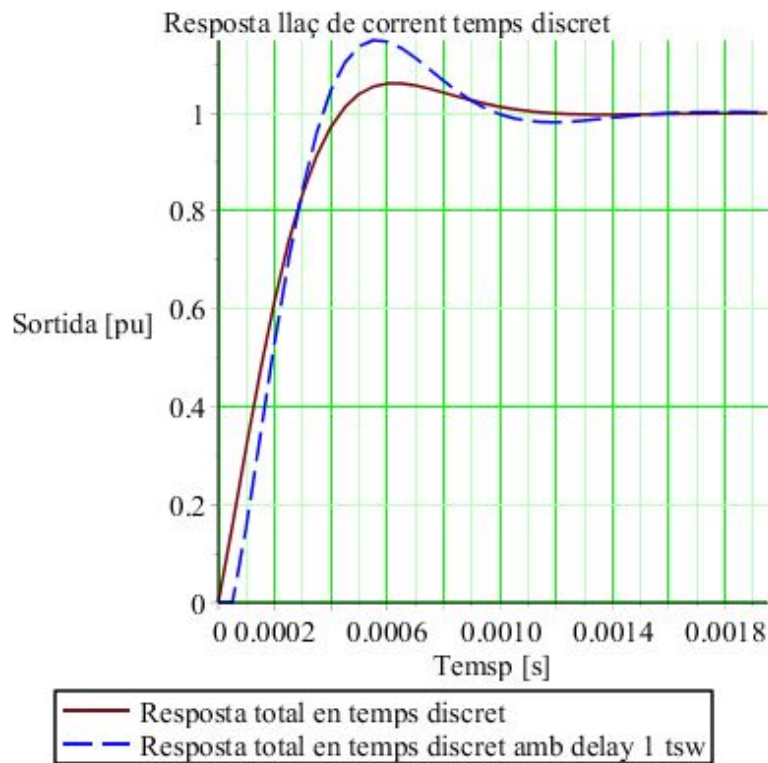


Figura 7.10: Resposta amb retard i sense davant d'una entrada graó

$$Y = \frac{GC}{1+GC}R + \frac{G}{1+GC}D_i + \frac{1}{1+GC}D_0 - \frac{GC}{1+GC}N \quad (7.28)$$

$$U = \frac{C}{1+GC}R - \frac{GC}{1+GC}D_i - \frac{C}{1+GC}D_0 - \frac{C}{1+GC}N \quad (7.29)$$

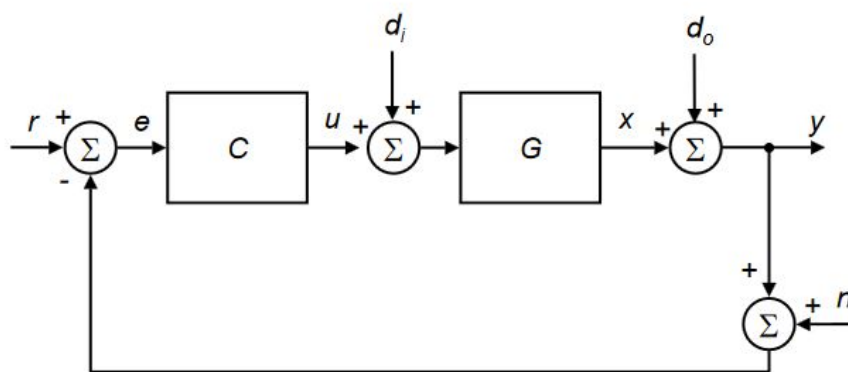


Figura 7.11: Pertorbacions possibles en un sistema realimentat

En funció de l'efecte que es vulgui analitzar caldrà utilitzar una funció de transferència o una altra. Tanmateix, no s'ha de perdre de vista que totes les funcions són estables perquè tenen el mateix denominador que la funció de transferència en lazo tancat. En aquest cas es vol analitzar l'efecte sobre la sortida y d'una pertorbació que "entra" al sistema pel lloc de d_i . La funció de transferència que cal utilitzar és l'anomenada sensibilitat d'entrada:

$$S_i(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (7.30)$$

Substituint els valors calculats anteriorment i discretitzant la planta i el controlador com s'ha exposat anteriorment s'obté la funció de transferència següent:

$$S_i(z) = \frac{0,2174z^2 - 0,3823z + 0,1649}{z^3 - 2,3603z^2 + 1,8855z - 0,5086} \quad (7.31)$$

de la qual en podem dibuixar el diagrama de Bode (figura 7.12).

Observant el gràfic de la magnitud es pot apreciar que la corba sempre presenta guany negatiu (menor que 0 dB) per qualsevol freqüència. Aquest fet es tradueix de la manera següent: si entra una pertorbació al sistema sigui de la freqüència que sigui⁵ el sistema mateix atenuarà el seu efecte, ja que la corba de Bode es troba per sota de 0 dB per tot l'espectre freqüencial.

Tanmateix, el diagrama de Bode permet treure conclusions únicament i exclusiva del comportament del sistema en estat estacionari, per la qual cosa caldrà analitzar què succeeix al sistema durant el transitori.

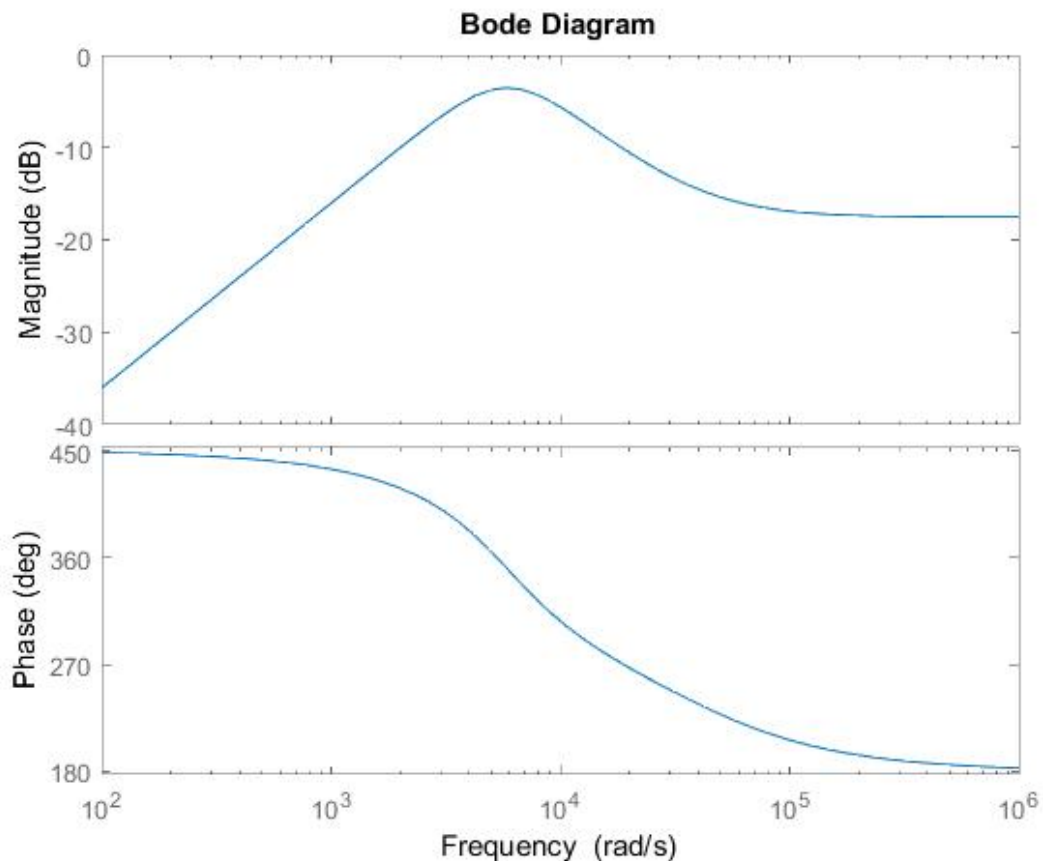


Figura 7.12: Diagrama de Bode de la funció de sensibilitat d'entrada

7.2 Feed-forward o prealimentació

Com s'ha exposat anteriorment de manera teòrica, la pertorbació del sistema (en forma de força contraelectromotriu del motor) queda atenuada pel propi sistema quan aquest es troba en estat

⁵Recordar que qualsevol senyal es pot descompondre en una suma d'infinits cosinus (sèrie de Fourier)

estacionari. No obstant, com es pot observar a l'equació 2.10 la pertorbació serà major a mesura que la velocitat del motor augmenti. Prenent el valor de k i de la velocitat nominal del full de característiques del fabricant es pot calcular el valor de la pertorbació màxima:

$$E_{màx} = k \cdot \omega_N = \frac{1}{263} \cdot 5530 \cong 21V \quad (7.32)$$

Tenint en compte que la tensió en borns del motor serà de 24 V en el major dels casos, apareixen dos problemes:

- Malgrat que teòricament el sistema és capaç d'atenuar la pertorbació en règim transitori, aquesta pot arribar a prendre valors de fins a 21 volts en condicions nominals de funcionament.
- Durant l'estat transitori la resposta del sistema pot variar de manera considerable i fins i tot provocar inestabilitats degut a la pertorbació.

Existeix una solució senzilla que permet pal·liar bona part dels efectes de la pertorbació, tant en règim transitori com en règim permanent: es coneix com a *feed-forward* o prealimentació.

Ja que el valor de la pertorbació és conegut sempre que es conegui la velocitat del motor és possible anticipar-se a la disminució de la tensió que suposa la pertorbació afegint a la sortida del controlador el valor de la mateixa, de manera que s'anticipi a la pertorbació real i la contraresti. Mitjançant aquest mètode s'aconsegueix reduir l'impacte de la força contraelectromotriu sobre el sistema de manera gairebé total, reforçant així la validesa dels càlculs anteriors.

Capítol 8

Resultats experimentals

Un cop s'ha redissenyat el controlador i s'han dut a terme les simulacions necessàries per assegurar el seu correcte funcionament és moment d'implementar les modificacions al sistema real per observar l'efecte de les millores introduïdes. Donat que es parteix d'un control ja existent cal primer observar el seu comportament per corroborar que les millores implementades tenen un impacte positiu en la resposta del sistema.

8.1 Aplicació al programa

Com s'ha exposat durant el capítol anterior, els valors de les constants que cal introduir al controlador PI de Texas Instruments són $k_p = 0,4067 \text{ V/A}$ i $k_i = 15.552,23 \text{ V/A}$. Les unitats són V/A ja que el controlador rep un senyal que representa corrent i l'acció de control que proporciona representa tensió: es tracta de valors en magnitud natural. En realitat, però, k_i no té unitats.

Si s'observa l'estructura del controlador proporcionat per Texas Instruments (figura 7.3) es pot veure que en realitat els valors de les constants que multipliquen les accions proporcional i integral en temps discret són k_p i $k_p k_i T$ respectivament (equacions 7.6 i 7.7). Les unitats de les constants són les necessàries per poder adequar l'entrada i la sortida del controlador. En aquest cas, per tant, tant la constant k_p com la constant $k_p k_i T$ han de tenir unitats de V/A , de la qual cosa es desprèn que és realment k_p qui té unitats de V/A mentre que k_i , en tot cas, té unitats de $1/s$.

Aquest fet està relacionat amb el funcionament intern de les variables del programa, les quals tenen valors en per unitat o pu, on el valor 1 es correspon a la tensió o al corrent nominal. Per poder introduir els valors de les constants calculades al programa cal dividir entre la tensió nominal i multiplicar pel corrent nominal per eliminar les unitats de V/A . Tanmateix, només cal dividir el valor de k_p perquè, tal i com s'ha explicat abans, l'acció integral té per constant $k_p k_i T$ per la qual cosa transformar el valor de k_p a pu transforma també el valor de l'acció integral a pu.

Finalment, resta multiplicar el valor de k_i pel temps de mostratge abans d'introduir-lo al programa, atès que aquest forma part també de la constant de l'acció integral. Les constants introduïdes al programa són:

$$k_p = 0,4067 \text{ V/A} \cdot \frac{2,25 \text{ A}}{24 \text{ V}} = 0,03813 \quad (8.1)$$

$$k_i = 15.552,23 \text{ 1/s} \cdot \frac{1}{20.000} \text{ s} = 0,77761 \quad (8.2)$$

on ara les constants ja no tenen unitats perquè estan en valors pu.

8.2 Estat inicial

El programa permet seleccionar el comportament del motor de corrent continu d'entre quatre tipus de càrregues diferents [Ortiz, 2006]:

Parell constant: El motor efectua una càrrega de valor constant sigui quina sigui la velocitat de gir imposada pel motor trifàsic, segons l'expressió $\Gamma = T_{ref}$, on T_{ref} és una constant de valor 0,3.

Parell lineal: El parell del motor varia linealment amb la seva velocitat segons l'expressió $\Gamma = k_l \cdot \omega$, on k_l és la constant lineal de valor 0,5.

Parell quadràtic: El parell subministrat pel motor varia de manera quadràtica amb la velocitat donada pel motor trifàsic segons l'expressió $\Gamma = k_q \cdot \omega^2$, on k_q és la constant quadràtica de valor 0,7.

Potència constant: El parell que efectua el motor és tal que la potència desenvolupada es manté constant, segons l'expressió $P = \Gamma \cdot \omega = P_{const}$, on P_{const} és una constant de valor 0,03.

S'han dut a terme diverses proves amb cadascun dels tipus de càrrega per observar l'estat del programa i la resposta del motor abans d'efectuar-hi cap canvi. Mitjançant una pinça amperimètrica i un oscil·loscopi s'ha pogut observar la resposta en cada tipus diferent de càrrega.

Finalment, és necessari tenir en compte la interacció entre els dos controls del sistema; és a dir, com el control de velocitat del motor brushless afecta el control de la intensitat del motor de corrent continu.

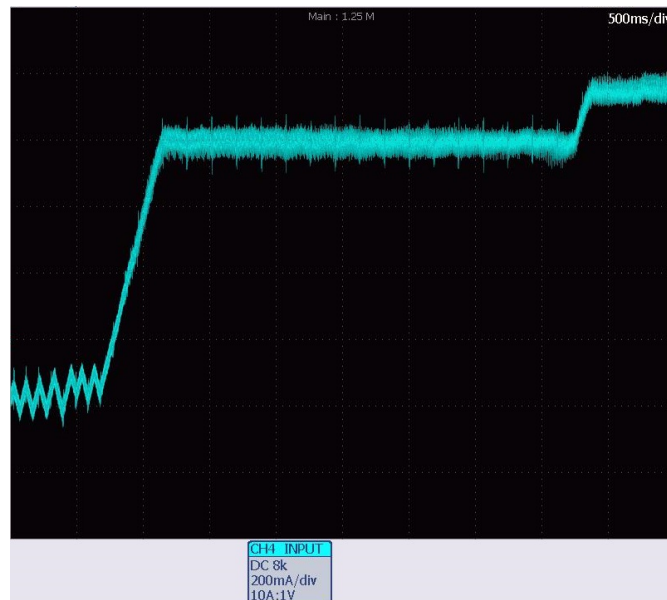


Figura 8.1: Resposta inicial de parell constant

En tres dels quatre tipus diferents de càrrega el parell subministrat depèn de la velocitat. Si el control de velocitat del motor brushless té un comportament lent o poc adequat augmentaran les diferències entre el comportament teòric del control de parell i el comportament real. En aquest aspecte, s'ha pogut comprovar que el control de velocitat del motor brushless presenta un temps d'establiment relativament elevat (de l'ordre d'uns cinc segons) i unes oscil·lacions força pronunciades davant d'una consigna graó. En cap dels quatre casos la consigna de velocitat serà de tipus graó, sinó que serà de tipus rampa. Tanmateix, cal tenir present aquest fet i les possibles implicacions que pot tenir en la resposta del motor, ja que oscil·lacions en la velocitat del motor trifàsic es tradueixen en valors de consigna oscil·lants pel motor de corrent continu.

Parell constant

A la figura 8.1 es pot observar la resposta del sistema davant d'una entrada graó d'intensitat, i l'evolució de la mateixa des de velocitat zero fins a velocitat nominal. Es pot veure que el temps

d'establiment és d'aproximadament mig segon. No obstant, la qüestió principal rau en el segon augment del valor de la intensitat un cop el motor arriba a la seva velocitat nominal. Aquest augment sobtat es deu a la pertorbació en forma de força contraelectromotriu, la qual pren valors significativament elevats en acostar-se la velocitat del motor a la nominal, provocant així variacions importants en l'acció de control que rep la planta.

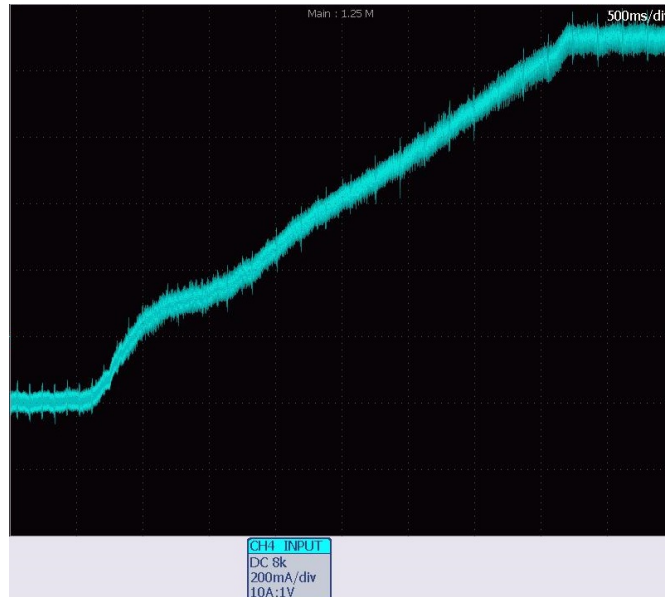


Figura 8.2: Resposta inicial de parell lineal

Parell lineal

Aplicant una entrada de velocitat lineal (de zero a la velocitat nominal del motor de corrent continu) s'aplica una consigna de parell lineal amb la velocitat (per tant, la consigna pel control de la intensitat és de tipus rampa). A la figura 8.2 es pot observar l'evolució de la intensitat.

Les petites oscil·lacions que presenta la resposta són degudes, tal i com s'ha exposat anteriorment, a les oscil·lacions inicials de la velocitat del motor, les quals es tradueixen en consignes d'intensitat oscil·lants.

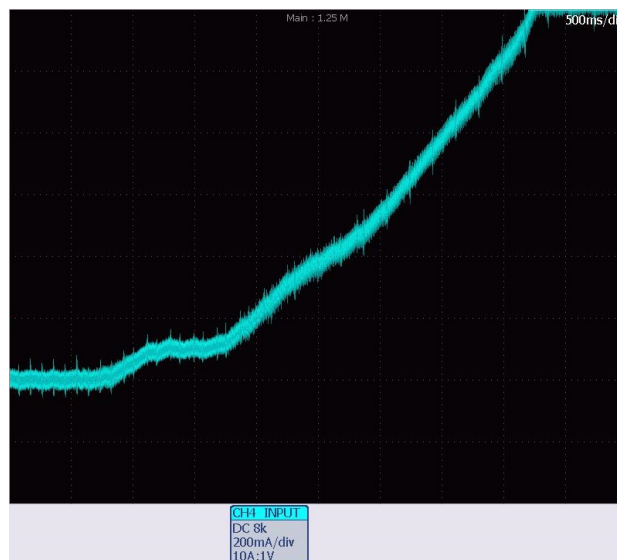


Figura 8.3: Resposta inicial de parell quadràtic

Parell quadràtic

De manera idèntica al cas anterior s'aplica una consigna de velocitat lineal de zero a la velocitat nominal del motor de contínua. A la figura 8.3 es pot observar el valor de la intensitat al llarg del temps.

Succeeix quelcom similar al cas anterior, si bé de manera encara més pronunciada: petites oscil·lacions durant els instants inicials. En aquest cas, en estar la velocitat elevada al quadrat les oscil·lacions també quedaran amplificades, essent aquestes més llargues i pronunciades en comparació amb el cas de parell lineal.

Potència constant

Per simular una càrrega de potència constant s'aplica també una consigna de velocitat lineal, si bé no es parteix de velocitat nul·la per evitar discontinuïtats, ja que caldria aplicar un parell infinit (teòricament). A la figura 8.4 es pot observar l'evolució de l'intensitat.

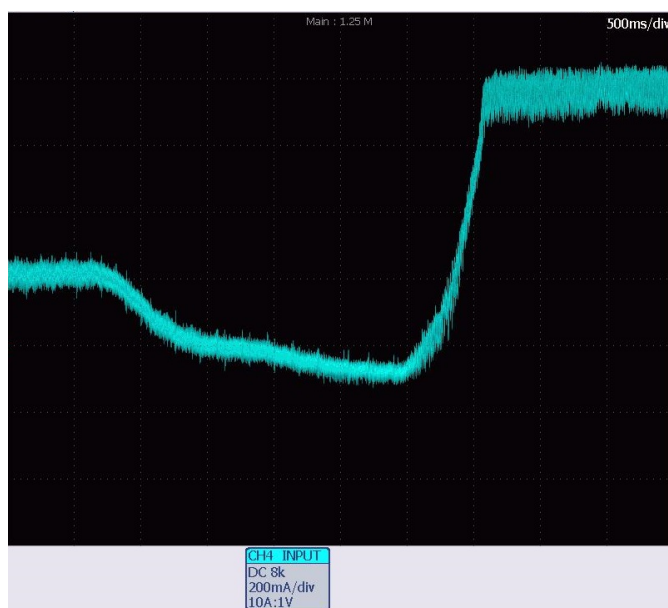


Figura 8.4: Resposta inicial de potència constant

En aquest cas el comportament del sistema difereix bastant de l'esperat: a part de les petites oscil·lacions inicials ja exposades s'observa un augment sobtat de la intensitat en velocitats elevades¹ que no hauria de produir-se, sinó que hauria de seguir disminuint a mesura que la velocitat augmenta.

Després de diverses proves s'ha arribat empíricament a la conclusió de què aquest comportament inesperat es deu a la pertorbació en forma de força contraelectromotriu del sistema: en implementar el *feed-forward* desapareix aquest augment sobtat i el comportament és l'adequat, tal i com es pot veure a la figura 8.9.

8.3 Estat final

En comparació amb el control inicial del motor s'han aplicat tres canvis orientats a millorar diversos aspectes del control:

Acció de control: La resposta desitjada del sistema s'ha recalculat de manera íntegra, tal i com s'ha exposat àmpliament durant aquest treball. Les noves constants del controlador PI busquen

¹Aproximadament el 70% de la velocitat nominal

una resposta ràpida del sistema sense permetre uns valors elevats de sobrepuig, obtenint així un sistema ràpid i amb poques oscil·lacions.

Feed-forward: L'eliminació quasi completa de la pertorbació que afecta al sistema suposa una millora general sigui quin sigui el comportament desitjat o l'estat del sistema. És a dir, els càlculs inicials que necessiten ignorar la pertorbació per després enfrontar-s'hi es veuen reforçats un cop aquesta pertorbació s'ha eliminat o, com a mínim, reduït considerablement.

Arrencada suau: La funció que calculava l'acció de control del PI presentava certes imprecisions que feien que el sistema arrenqués amb uns valors no nuls del terme integral acumulat del controlador i de l'acció de control sobre la planta. La correcció d'aquestes expressions ha permès obtenir un estat transitori més suau.

A continuació es presenten els resultats obtinguts amb les millores implementades.

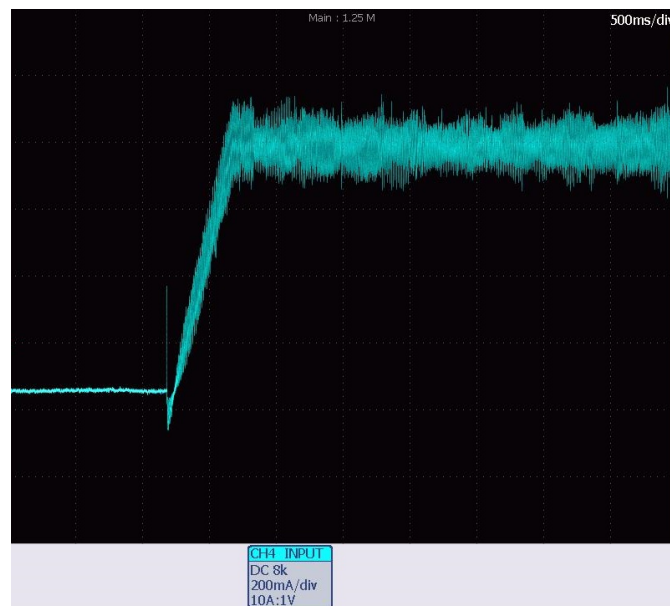


Figura 8.5: Resposta final de parell constant

Parell constant

La resposta del sistema efectuant un parell constant un cop implementades les millores es pot veure a la figura 8.5. Es pot observar que el comportament és pràcticament idèntic a l'observat abans d'implementar les millores, excepte en el fet de què s'ha eliminat el segon increment de la intensitat que es produïa al final, gràcies a la implementació del *feed-forward*.

Per provar la resposta del motor de contínua s'han fet dues simulacions: en la primera (figura 8.5) s'ha aplicat una entrada tipus rampa de velocitat lineal i en un instant donat s'ha iniciat la consigna d'intensitat, mentre que en la segona (figura 8.6) s'ha fet girar el motor a la seva velocitat nominal i llavors s'ha aplicat la consigna.

Es pot veure que la resposta és molt més ràpida en el cas de la velocitat nominal, complint-se les especificacions de disseny. Cal tenir present, però, que en el control inicial del motor també es presentava aquest fenomen, amb una resposta gairebé idèntica a l'observada a la figura 8.6. Aquest fet és degut a la tensió generada en borns del motor de contínua: inicialment els interruptors estan oberts, per la qual cosa no circula corrent pel motor però sí es crea una diferència de potencial als seus extrems perquè una força externa està fent girar el seu eix (el motor està actuant com a generador). En donar la consigna de control (tancar els interruptors) resulta molt més ràpid que s'estableixi

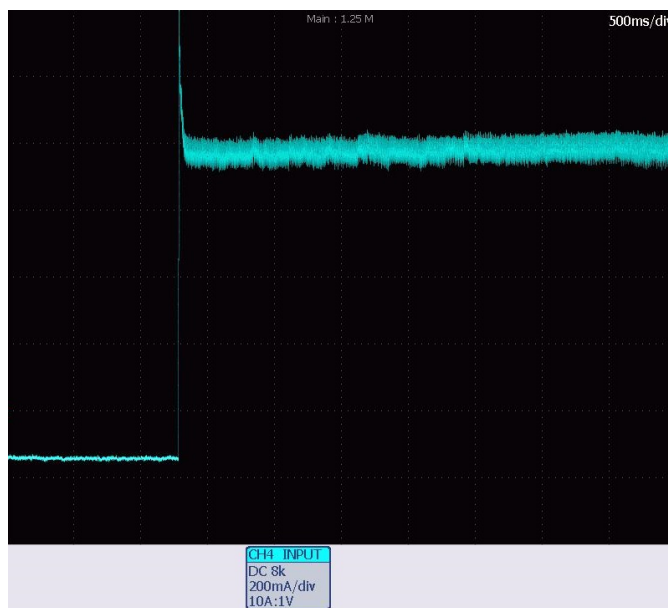


Figura 8.6: Resposta partint de la velocitat nominal

la intensitat demanada partint de velocitats elevades, ja que en el moment en què comencen a commutar els interruptors ja existeix certa diferència de potencial.

Parell lineal

S'aplica una consigna rampa de velocitat accelerant el motor de zero fins a la seva velocitat nominal. A la figura 8.7 es pot veure el valor de la intensitat al llarg del temps.

En aquest cas es pot observar com les oscil·lacions que existien inicialment s'han atenuat, malgrat que el soroll elèctric sembli haver augmentat lleugerament.

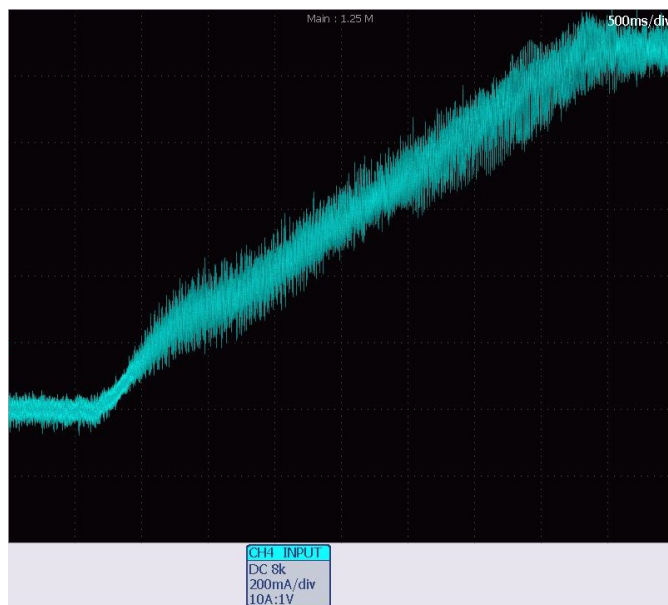


Figura 8.7: Resposta final de parell lineal

Parell quadràtic

De manera anàloga al cas anterior s'aplica una consigna de velocitat lineal, si bé en aquest cas el parell exigit varia de manera quadràtica amb la velocitat. A la figura 8.8 es pot trobar la resposta del sistema en aquest cas.

Succeeix exactament el mateix que en el cas de parell lineal: les oscil·lacions que presentava el sistema s'han vist reduïdes, conservant la intensitat la forma desitjada.

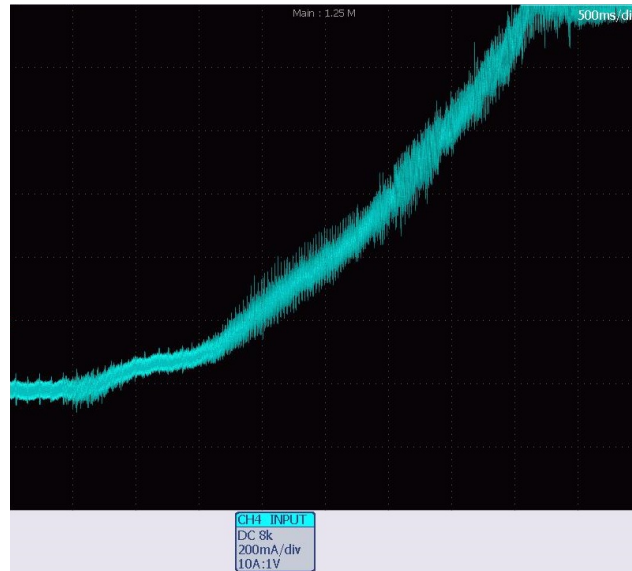


Figura 8.8: Resposta final de parell quadràtic

Potència constant

El cas de potència constant és el que ha experimentat una millora més notable, tal i com es pot veure a la figura 8.9. La implementació del *feed-forward* ha permès eliminar el comportament estrany no desitjat que provocava un augment sobtat de la intensitat. D'aquesta manera, la corba de la intensitat és realment la corresponent a la hipèrbola de potència constant demanada per l'usuari.

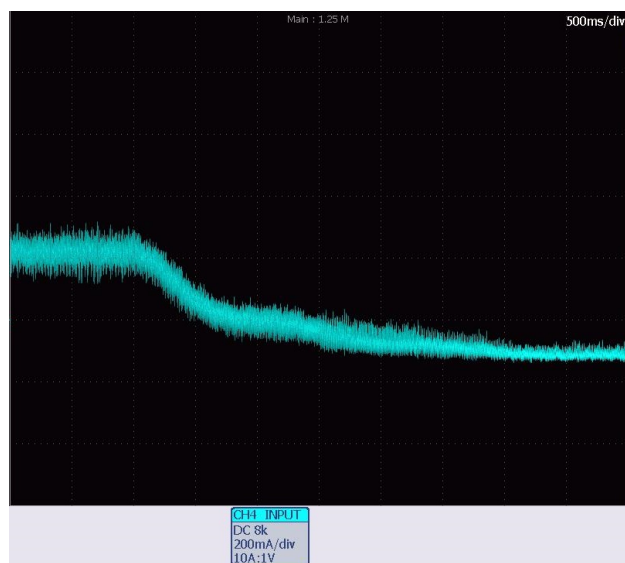


Figura 8.9: Resposta final de potència constant

Capítol 9

Conclusions

L'objectiu d'aquest projecte és millorar el control implementat en un motor de corrent continu, el qual permet simular diversos tipus de càrregues mecàniques. Concretament, el motor de corrent continu fa la funció de càrrega d'un motor síncron trifàsic, amb el qual està acoblat.

El control inicial del motor de corrent continu presentava comportaments no esperats quan la velocitat de gir del motor era propera a la seva velocitat nominal. En aquestes condicions la pertorbació en forma de força contraelectromotriu era massa important, tergiversant l'acció de control i provocant comportaments no desitjats.

En un principi s'ha redissenyat el controlador PI que governava l'acció de control del motor exigint-li una resposta més ràpida que la implementada inicialment, així com una major robustesa enfront de pertorbacions. Tanmateix, un cop dissenyat, calculat i implementat el nou controlador al motor real s'ha pogut observar que les millores en la resposta no eren tan significatives com s'havia predit en un principi. Aquest fet porta a cercar altres vies que permetin millorar el control més enllà de redissenyar el controlador.

La següent millora implementada ha estat el *feed-forward*, el qual ha permès contrarestar l'efecte de la pertorbació en gran mesura. Gràcies a ell han desaparegut els augments sobtats i inesperats de la intensitat que s'observaven en velocitats del motor properes a la nominal.

Finalment, s'ha pogut observar que el control del motor presentava un comportament inestable en arrencar des de certes condicions inicials, degut a unes imprecisions en el disseny del codi. Aquestes imprecisions donaven lloc a una arrencada brusca del motor que podia provocar llargs temps d'establiment o, fins i tot, l'aturada del motor.

Implementada aquesta última millora s'ha procedit a observar el comportament del sistema davant de diverses condicions de funcionament per comparar-lo amb el sistema inicial. Mitjançant un oscil·loscopi digital i una pinça amperimètrica s'han pogut extreure gràfics de la forma d'ona de la intensitat al llarg del temps que permeten confrontar els estats del control amb i sense millores.

Malgrat, doncs, que inicialment la idea de redissenyar per complet la resposta del controlador ha resultat poc notòria, s'han cercat altres modificacions que permetessin complir amb l'objectiu inicial. En aquesta línia, gràcies a la implementació del *feed-forward* i de l'arrencada suau del control s'han pogut eliminar les inestabilitats presents en el sistema inicial. Per tant, es pot concloure que l'objectiu inicial del treball s'ha complert satisfactòriament.

De cara a implementar noves millores la més important és la del control de velocitat del motor trifàsic. Eliminar o, si més no, reduir les oscil·lacions presents en la velocitat es traduiria en un augment molt significatiu de la qualitat del control de parell, ja que les entrades de consigna d'aquest últim depenen del primer. Pel que fa al motor de corrent continu, possibles millores podrien ser corregir la caiguda de tensió a les escombretes o tancar el llaç de parell per controlar-lo directament, implementant un nou controlador si s'escau.

Bibliografia

- [Åström i Murray, 2009] Åström, K. i Murray, R. (2009). *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. Princeton University Press, Princeton.
- [Bergas, 2000] Bergas, J. (2000). *Control del motor d'inducció considerant els límits del convertidor i del motor*. Tesi Doctoral, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, Barcelona.
- [Costa i Fossas, 2014] Costa, R. i Fossas, E. (2014). *Sistemes de control en temps discret*. Iniciativa Digital Politècnica, Barcelona.
- [Crowder, 1995] Crowder, R. M. (1995). *Electric drives and their controls*. Oxford University Press, Nova York, 1a edició.
- [Fitzgerald et al., 2004] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., i Umans, S. D. (2004). *Fundamentos de máquinas eléctricas*. McGraw-Hill, Mèxic, 6a edició.
- [Jufer, 2010] Jufer, M. (2010). *Electric drives: design methodology*. John Wiley & Sons, Hoboken.
- [Kuo, 1996] Kuo, B. C. (1996). *Sistemas de control automático*. Prentice-Hall Hispanoamericana, Mèxic, 7a edició.
- [Montesinos, 2008] Montesinos, D. (2008). *Modelització i control d'accionaments elèctrics*. Tesi Doctoral, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, Barcelona.
- [Ogata, 2003] Ogata, K. (2003). *Ingeniería de control moderna*. Pearson Educación, Madrid, 4a edició.
- [Ortiz, 2006] Ortiz, X. (2006). Control amb DSP d'un motor de corrent continu per simular càrregues mecàniques per a una nova plataforma docent de control de màquines elèctriques. Projecte de Fi de Carrera, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, Barcelona.
- [Park, 1929] Park, R. H. (1929). Two-reaction theory of synchronous machines - Generalized method of analysis, Part i. *AIEE Transactions*, 48.
- [Rull i Galceran, 2014] Rull, J. i Galceran, S. (2014). Màquines elèctriques: màquina de contínua. Apunts de l'assignatura: material complementari, Departament d'Enginyeria Elèctrica - UPC.
- [Sánchez, 2014] Sánchez, E. (2014). Disseny i implementació d'un emulador de xarxa elèctrica. Projecte de Fi de Carrera, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, Barcelona.
- [Texas Instruments, 2009] Texas Instruments (2009). *C28x IQmath library: Module user's guide*. Dallas, Texas.

Altres referències bibliogràfiques

- [Crowder, 2006] Crowder, R. M. (2006). *Electric drives and electromechanical systems*. Butterworth-Heinemann, Oxford, 1a edició.
- [Doyle et al., 1990] Doyle, J., Francis, B., i Tannenbaum, A. (1990). *Feedback control theory*. Macmillan Publishing.
- [Ferrater, 2005] Ferrater, M. (2005). Control millorat i de baix cost d'un motor brushless mitjançant un processador digital de senyal (DSP). Projecte de Fi de Carrera, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, Barcelona.
- [Ferrer, 2015] Ferrer, M. (2015). Estudi sobre la resposta i el control de motors amb DSP en diferents condicions de funcionament. Treball de Fi de Grau, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, Barcelona.
- [Leonhard, 2001] Leonhard, W. (2001). *Control of electrical drives*. Springer, Berlín, 3a edició.
- [Sul, 2011] Sul, S.-K. (2011). *Control of electric machine drive systems*. IEEE Press, Oxford.

Part II

Annexos

Annex A

Silicon errata

3 Device Markings

Figure 1 provides an example of the TMS320F281x device markings and defines each of the markings. The device revision can be determined by the symbols marked on the top of the package as shown in Figure 1. Some prototype devices may have markings different from those illustrated. Figure 2 shows an example of device nomenclature.

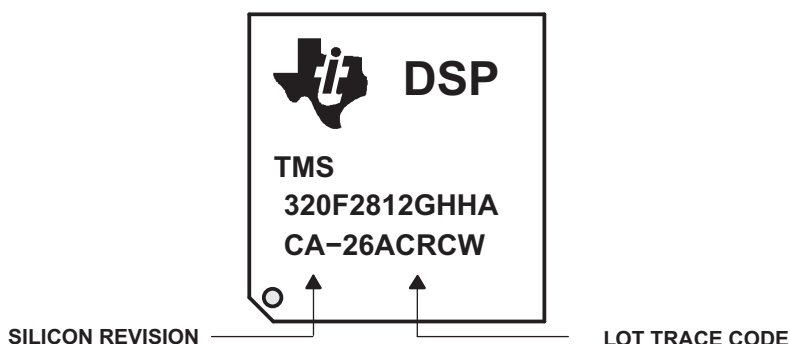


Figure 1. Example of Device Markings

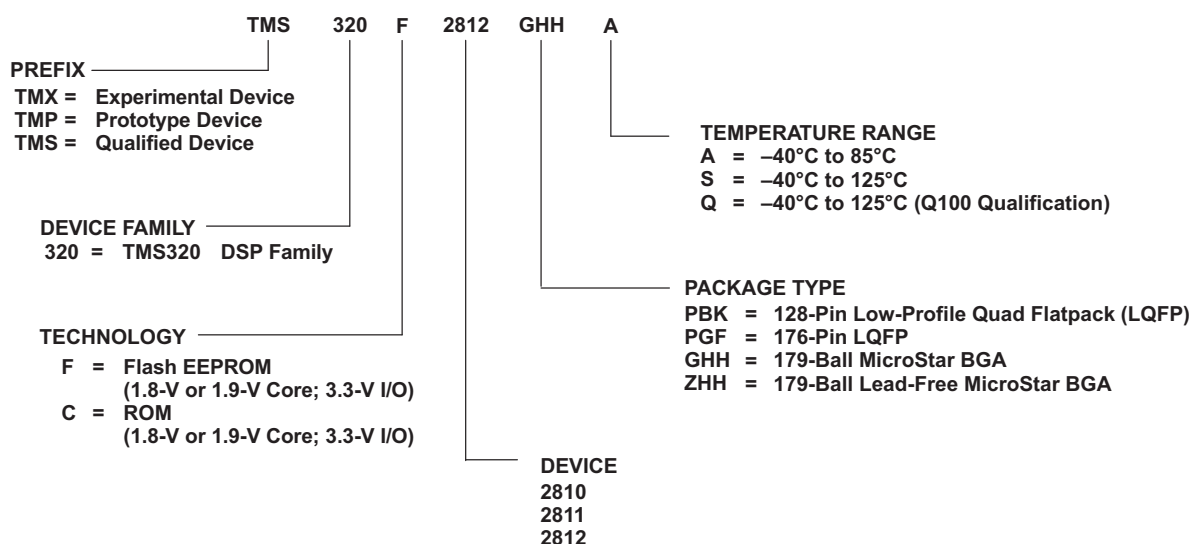


Figure 2. Example of Device Nomenclature

Table 1. Determining Silicon Revision From Lot Trace Code (F281x)

SECOND LETTER IN PREFIX OF LOT TRACE CODE	SILICON REVISION	REVISION ID Address: 0x0883	COMMENTS
Blank (no second letter in prefix)	Indicates Revision 0	0x0000	This silicon revision is available as TMX only.
A	Indicates Revision A	0x0001	This silicon revision is available as TMX only.
B	Indicates Revision B	0x0002	Internal
C	Indicates Revision C	0x0003	TMP/TMX/TMS
D	Indicates Revision D	0x0003	Internal
E	Indicates Revision E	0x0005	Production device (TMS)
F	Indicates Revision F	0x0006	Internal
G	Indicates Revision G	0x0007	Production device (TMS)

Annex B

Especificacions del DSC TMS320F2812

Digital Signal Processors

Check for Samples: [TMS320F2810](#), [TMS320F2811](#), [TMS320F2812](#), [TMS320C2810](#), [TMS320C2811](#), [TMS320C2812](#)

1 TMS320F281x, TMS320C281x DSPs

1.1 Features

- **High-Performance Static CMOS Technology**
 - 150 MHz (6.67-ns Cycle Time)
 - Low-Power (1.8-V Core @135 MHz, 1.9-V Core @150 MHz, 3.3-V I/O) Design
- **JTAG Boundary Scan Support⁽¹⁾**
- **High-Performance 32-Bit CPU (TMS320C28x™)**
 - 16 x 16 and 32 x 32 MAC Operations
 - 16 x 16 Dual MAC
 - Harvard Bus Architecture
 - Atomic Operations
 - Fast Interrupt Response and Processing
 - Unified Memory Programming Model
 - 4M Linear Program/Data Address Reach
 - Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)
 - TMS320F24x/LF240x Processor Source Code Compatible
- **On-Chip Memory**
 - Flash Devices: Up to 128K x 16 Flash (Four 8K x 16 and Six 16K x 16 Sectors)
 - ROM Devices: Up to 128K x 16 ROM
 - 1K x 16 OTP ROM
 - L0 and L1: 2 Blocks of 4K x 16 Each Single-Access RAM (SARAM)
 - H0: 1 Block of 8K x 16 SARAM
 - M0 and M1: 2 Blocks of 1K x 16 Each SARAM
- **Boot ROM (4K x 16)**
 - With Software Boot Modes
 - Standard Math Tables
- **External Interface (2812)**
 - Over 1M x 16 Total Memory
 - Programmable Wait States
 - Programmable Read/Write Strobe Timing
 - Three Individual Chip Selects
- **Clock and System Control**
 - Dynamic PLL Ratio Changes Supported
 - On-Chip Oscillator
 - Watchdog Timer Module
- **Three External Interrupts**
- **Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports 45 Peripheral Interrupts**
- **Three 32-Bit CPU-Timers**
- **128-Bit Security Key/Lock**
 - Protects Flash/ROM/OTP and L0/L1 SARAM
 - Prevents Firmware Reverse-Engineering
- **Motor Control Peripherals**
 - Two Event Managers (EVA, EVB)
 - Compatible to 240xA Devices
- **Serial Port Peripherals**
 - Serial Peripheral Interface (SPI)
 - Two Serial Communications Interfaces (SCIs), Standard UART
 - Enhanced Controller Area Network (eCAN)
 - Multichannel Buffered Serial Port (McBSP)
- **12-Bit ADC, 16 Channels**
 - 2 x 8 Channel Input Multiplexer
 - Two Sample-and-Hold
 - Single/Simultaneous Conversions
 - Fast Conversion Rate: 80 ns/12.5 MSPS
- **Up to 56 General-Purpose I/O (GPIO) Pins**
- **Advanced Emulation Features**
 - Analysis and Breakpoint Functions
 - Real-Time Debug via Hardware
- **Development Tools Include**
 - ANSI C/C++ Compiler/Assembler/Linker
 - Code Composer Studio™ IDE
 - DSP/BIOS™
 - JTAG Scan Controllers⁽¹⁾
- **Low-Power Modes and Power Savings**
 - IDLE, STANDBY, HALT Modes Supported
 - Disable Individual Peripheral Clocks

(1) IEEE Standard 1149.1-1990 IEEE Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

MicroStar BGA, TMS320C28x, Code Composer Studio, DSP/BIOS, C28x, TMS320C2000, TI, TMS320C54x, TMS320C55x, TMS320 are trademarks of Texas Instruments.

eZdsp is a trademark of Spectrum Digital Incorporated.

All other trademarks are the property of their respective owners.

2.3.2 Pin Assignments for the PGF Package

The TMS320F2812 and TMS320C2812 176-pin PGF low-profile quad flatpack (LQFP) pin assignments are shown in Figure 2-2. See Table 2-2 for a description of each pin's function(s).

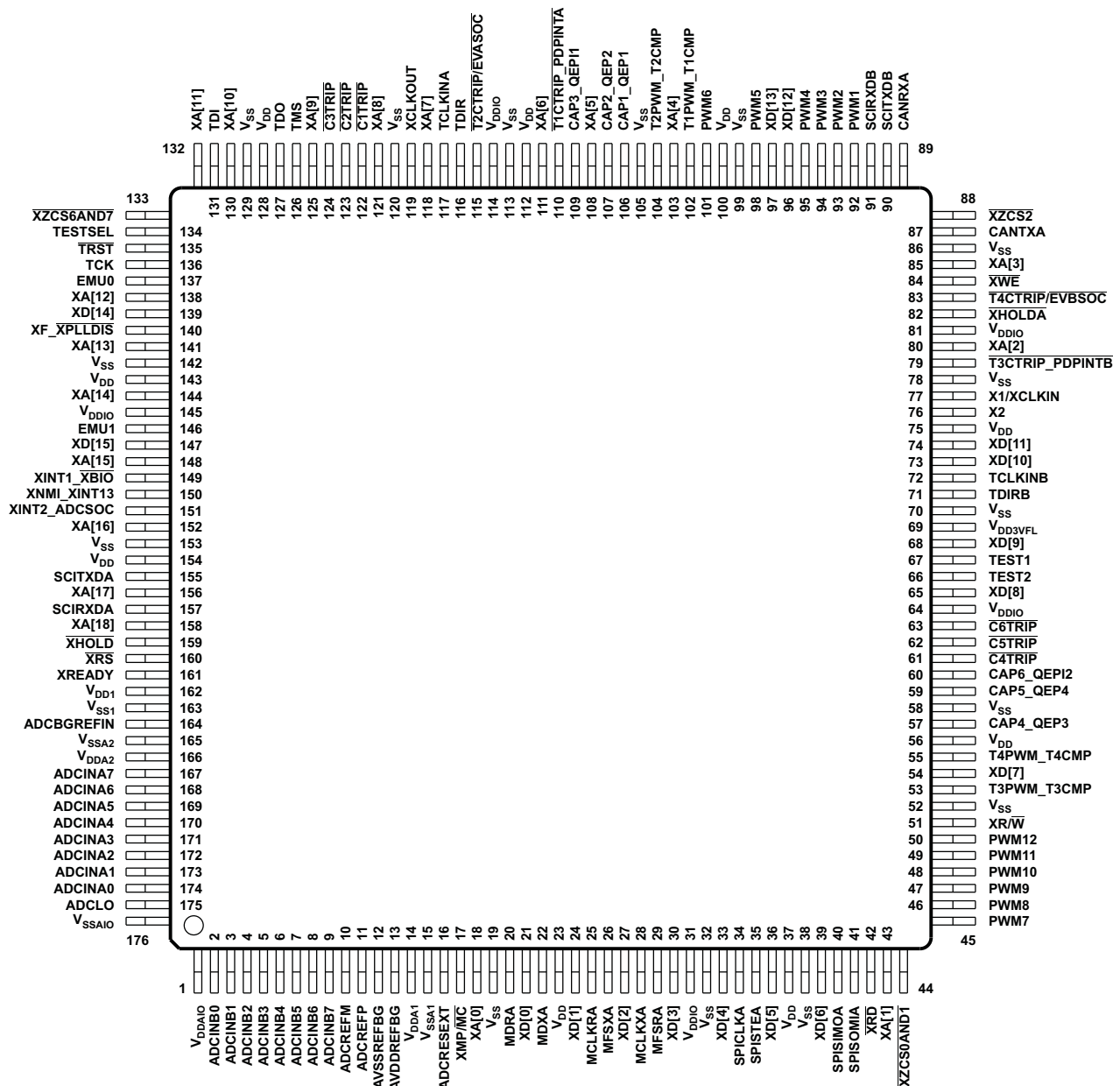


Figure 2-2. TMS320F2812 and TMS320C2812 176-Pin PGF LQFP (Top View)

2.3.3 Pin Assignments for the PBK Package

The TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320C2810, and TMS320C2811 128-pin PBK low-profile quad flatpack (LQFP) pin assignments are shown in Figure 2-3. See Table 2-2 for a description of each pin's function(s).

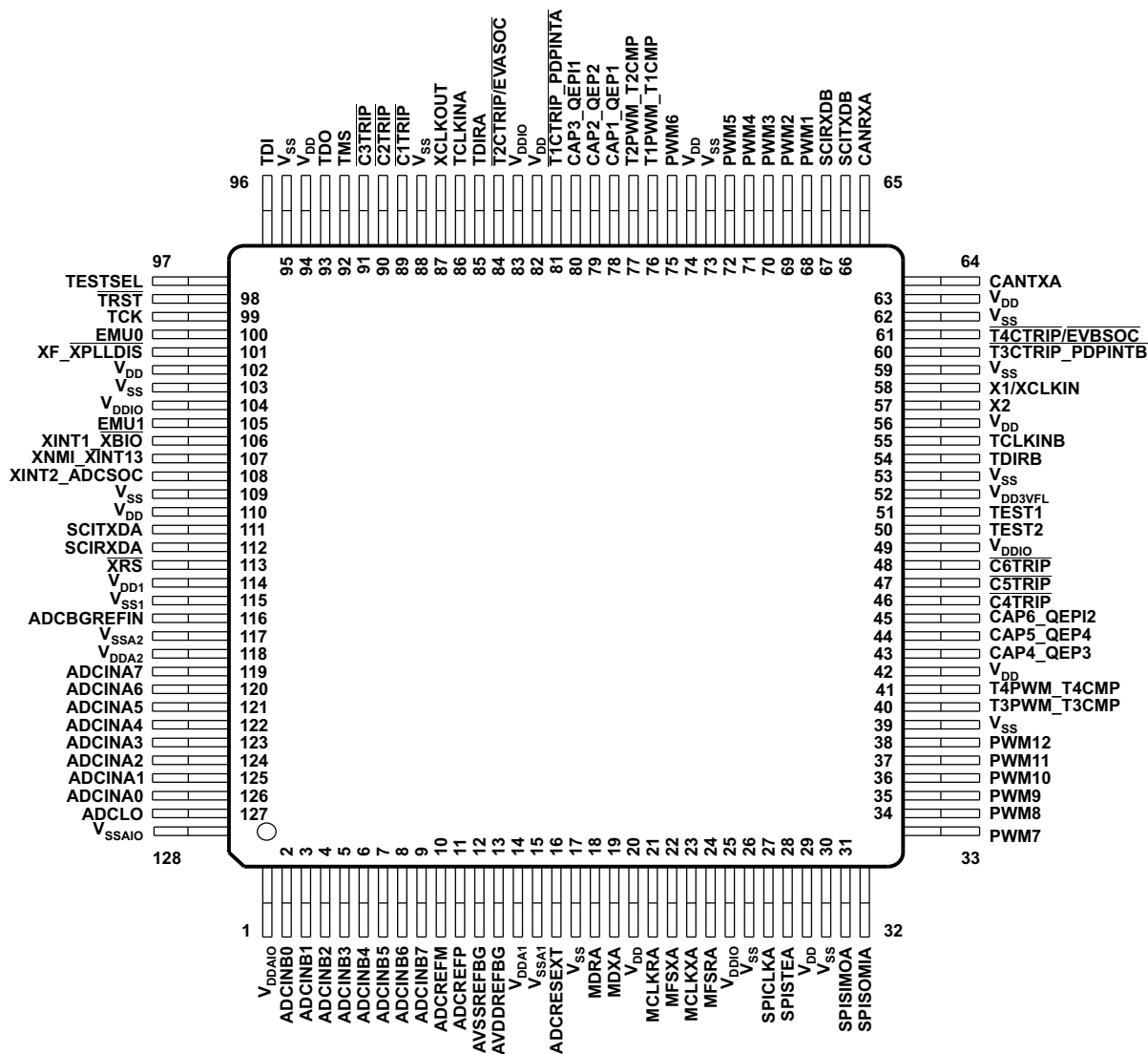
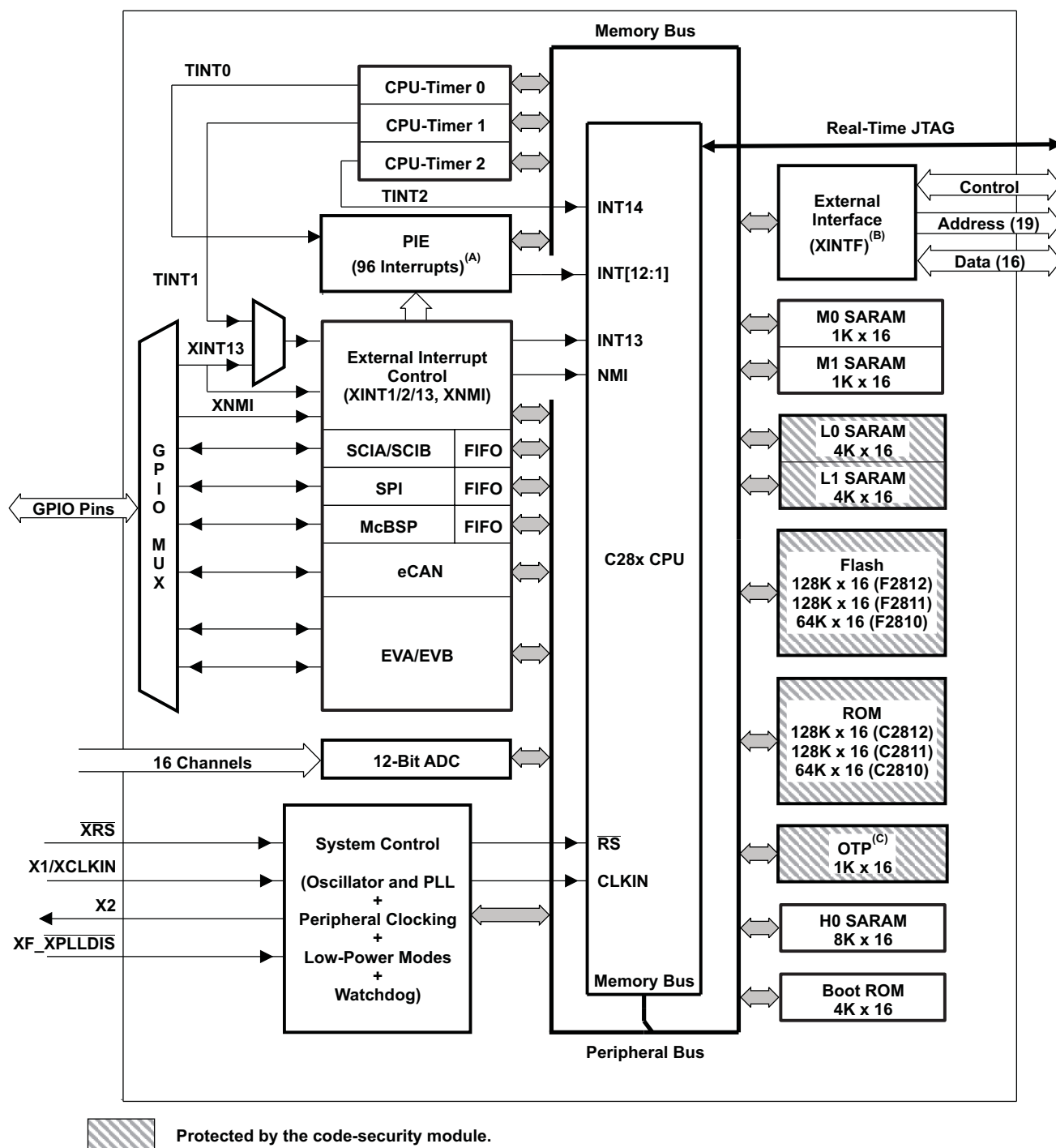


Figure 2-3. TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320C2810, and TMS320C2811 128-Pin PBK LQFP (Top View)

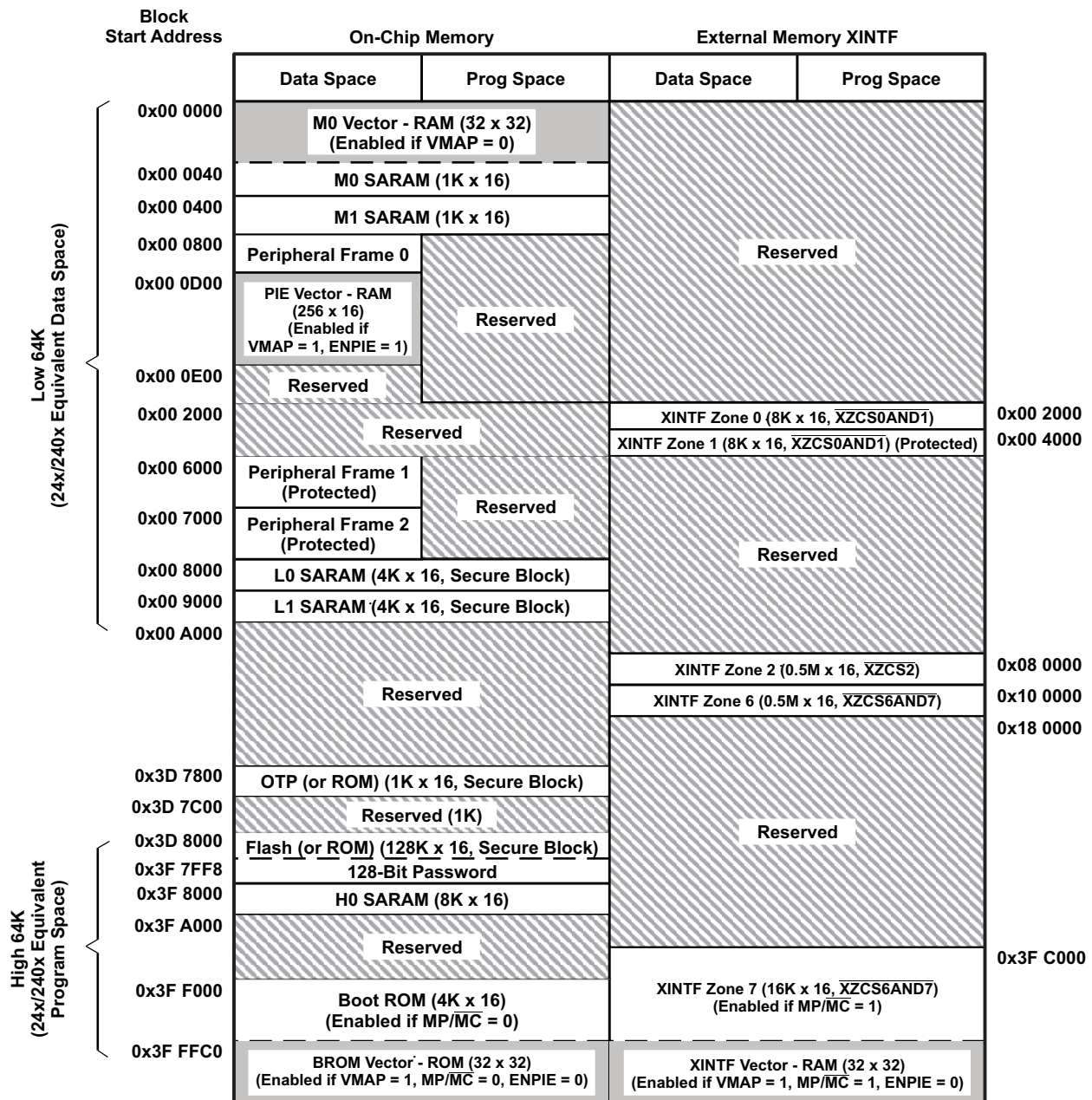
3 Functional Overview



- A. 45 of the possible 96 interrupts are used on the devices.
- B. XINTF is available on the F2812 and C2812 devices only.
- C. On C281x devices, the OTP is replaced with a 1K x 16 block of ROM.

Figure 3-1. Functional Block Diagram

3.1 Memory Map

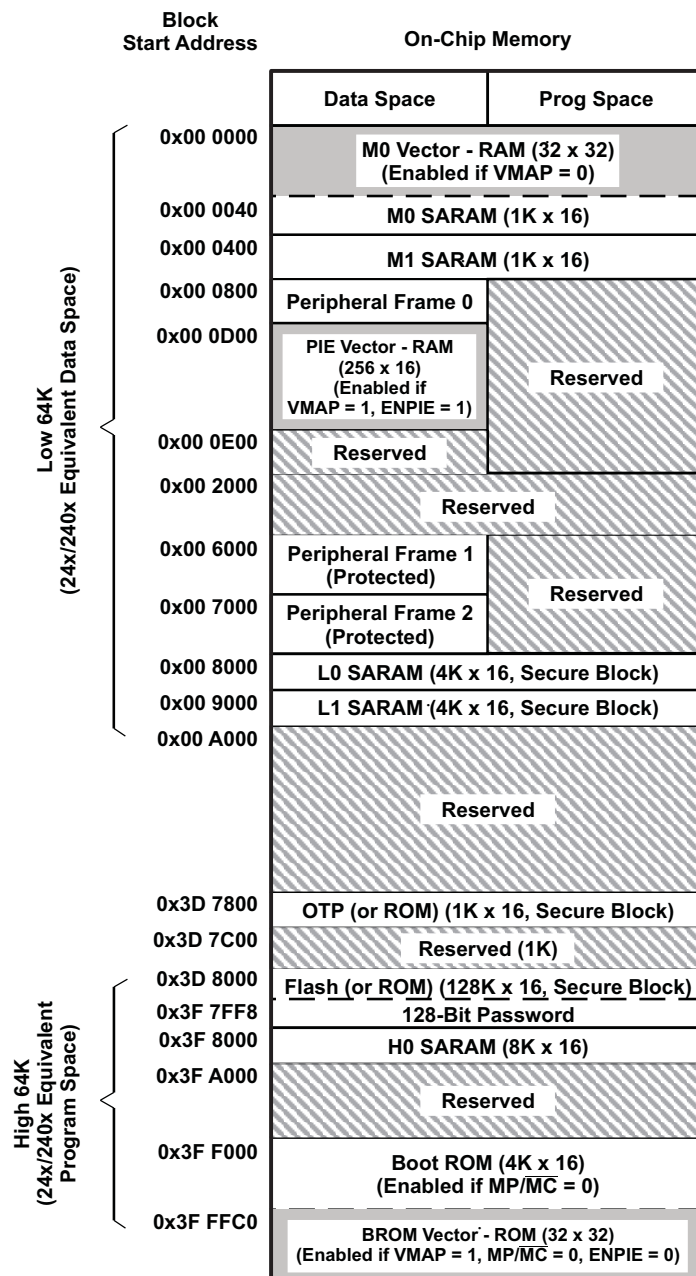


LEGEND:

 Only one of these vector maps - M0 vector, PIE vector, BROM vector, XINTF vector - should be enabled at a time.

- A. Memory blocks are not to scale.
- B. Reserved locations are reserved for future expansion. Application should not access these areas.
- C. Boot ROM and Zone 7 memory maps are active either in on-chip or XINTF zone depending on MP/MC, not in both.
- D. Peripheral Frame 0, Peripheral Frame 1, and Peripheral Frame 2 memory maps are restricted to data memory only. User program cannot access these memory maps in program space.
- E. "Protected" means the order of Write followed by Read operations is preserved rather than the pipeline order.
- F. Certain memory ranges are EALLOW protected against spurious writes after configuration.
- G. Zones 0 and 1 and Zones 6 and 7 share the same chip select; hence, these memory blocks have mirrored locations.

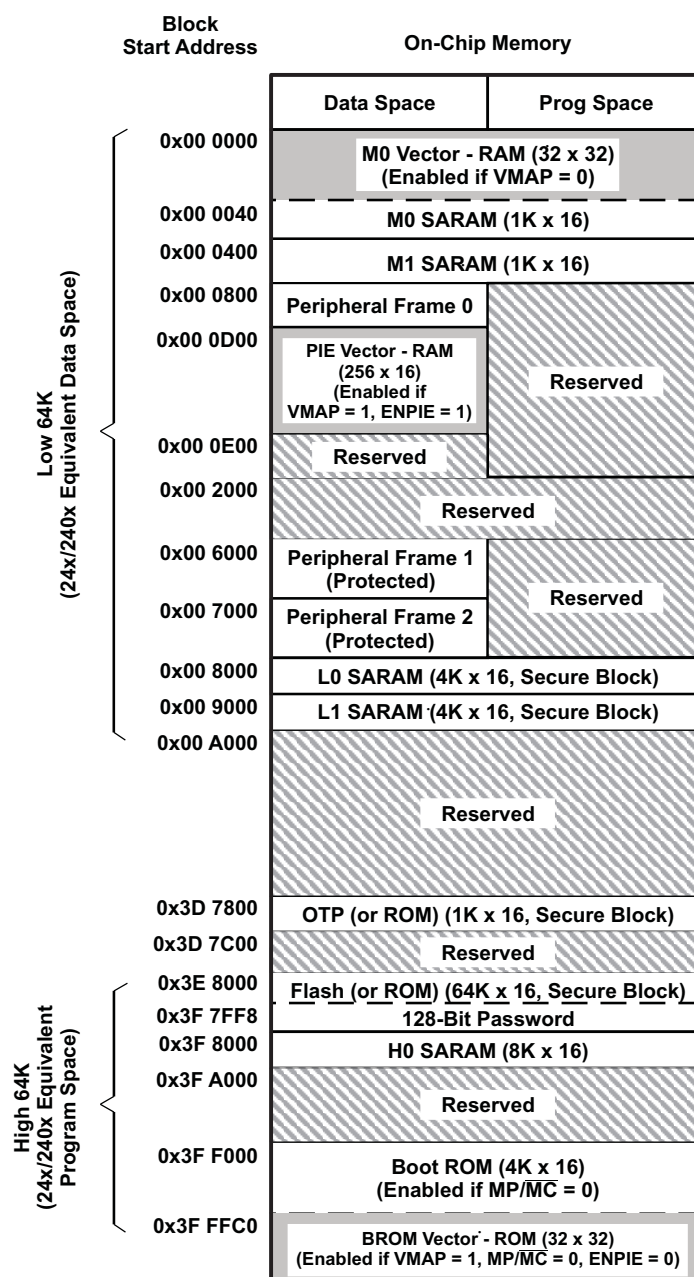
Figure 3-2. F2812/C2812 Memory Map


LEGEND:

 Only one of these vector maps - M0 vector, PIE vector, BROM vector - should be enabled at a time.

- A. Memory blocks are not to scale.
- B. Reserved locations are reserved for future expansion. Application should not access these areas.
- C. Peripheral Frame 0, Peripheral Frame 1, and Peripheral Frame 2 memory maps are restricted to data memory only. User program cannot access these memory maps in program space.
- D. "Protected" means the order of Write followed by Read operations is preserved rather than the pipeline order.
- E. Certain memory ranges are EALLOW protected against spurious writes after configuration.

Figure 3-3. F2811/C2811 Memory Map



LEGEND:

 Only one of these vector maps - M0 vector, PIE vector, BROM vector - should be enabled at a time.

- A. Memory blocks are not to scale.
- B. Reserved locations are reserved for future expansion. Application should not access these areas.
- C. Peripheral Frame 0, Peripheral Frame 1, and Peripheral Frame 2 memory maps are restricted to data memory only. User program cannot access these memory maps in program space.
- D. "Protected" means the order of Write followed by Read operations is preserved rather than the pipeline order.
- E. Certain memory ranges are EALLOW protected against spurious writes after configuration.

Figure 3-4. F2810/C2810 Memory Map

4 Peripherals

The integrated peripherals of the F281x and C281x are described in the following subsections:

- Three 32-bit CPU-Timers
- Two event-manager modules (EVA, EVB)
- Enhanced analog-to-digital converter (ADC) module
- Enhanced controller area network (eCAN) module
- Multichannel buffered serial port (McBSP) module
- Serial communications interface modules (SCI-A, SCI-B)
- Serial peripheral interface (SPI) module
- Digital I/O and shared pin functions

4.1 32-Bit CPU-Timers 0/1/2

There are three 32-bit CPU-timers on the F281x and C281x devices (CPU-TIMER0/1/2).

Timer 2 is reserved for DSP/BIOS. CPU-Timer 0 and CPU-Timer 1 can be used in user applications. These timers are different from the general-purpose (GP) timers that are present in the Event Manager modules (EVA, EVB).

NOTE

If the application is not using DSP/BIOS, then CPU-Timer 2 can be used in the application.

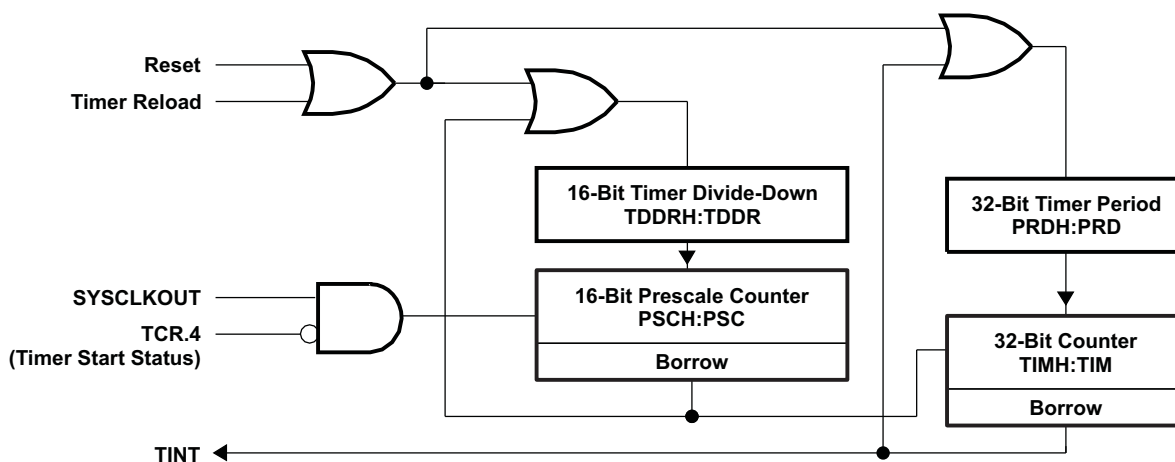
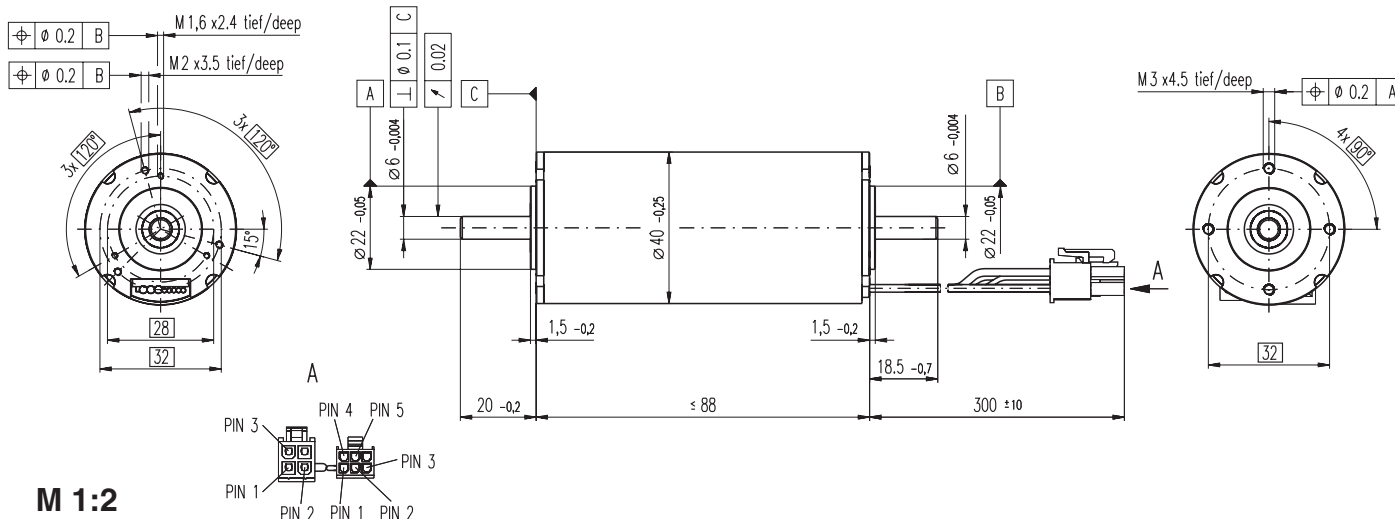


Figure 4-1. CPU-Timers

Annex C

Especificacions del motor EC-max 40

EC-max 40 Ø40 mm, brushless, 120 Watt



M 1:2

- Stock program
- Standard program
- Special program (on request)

Order Number

283870 283871 283872 283873

Motor Data

Values at nominal voltage					
1	Nominal voltage	V	48.0	48.0	48.0
2	No load speed	rpm	10100	7240	4720
3	No load current	mA	348	202	105
4	Nominal speed	rpm	9280	6290	3770
5	Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	164	183	203
6	Nominal current (max. continuous current)	A	3.95	3.08	2.19
7	Stall torque	mNm	2090	1490	1050
8	Starting current	A	46.7	23.7	10.9
9	Max. efficiency	%	84	83	82
Characteristics					
10	Terminal resistance phase to phase	Ω	1.03	2.02	4.40
11	Terminal inductance phase to phase	mH	0.204	0.400	0.937
12	Torque constant	mNm / A	44.8	62.8	96.1
13	Speed constant	rpm / V	213	152	99.4
14	Speed / torque gradient	rpm / mNm	4.89	4.90	4.55
15	Mechanical time constant	ms	5.17	5.19	4.81
16	Rotor inertia	gcm ²	101	101	101

Specifications

Thermal data		
17	Thermal resistance housing-ambient	3.45 K / W
18	Thermal resistance winding-housing	0.29 K / W
19	Thermal time constant winding	3.87 s
20	Thermal time constant motor	1140 s
21	Ambient temperature	-20 ... +100°C
22	Max. permissible winding temperature	+155°C
Mechanical data (preloaded ball bearings)		
23	Max permissible speed	12000 rpm
24	Axial play at axial load < 10 N	0 mm
	> 10 N	0.14 mm
25	Radial play	preloaded
26	Max. axial load (dynamic)	9 N
27	Max. force for press fits (static)	170 N
	(static, shaft supported)	5000 N
28	Max. radial loading, 5 mm from flange	80 N

Other specifications

29	Number of pole pairs	1
30	Number of phases	3
31	Weight of motor	650 g

Values listed in the table are nominal.

Connection Motor (Cable AWG 20)

red	Motor winding 1	Pin 1
black	Motor winding 2	Pin 2
white	Motor winding 3	Pin 3
	N.C.	Pin 4

Stecker Artikelnummer
Molex 39-01-2040

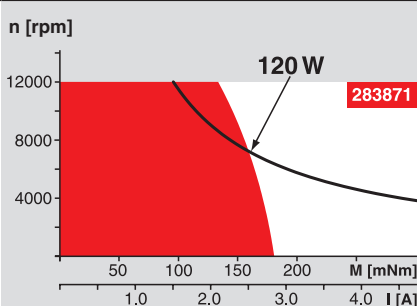
Connection Sensoren (Cable AWG 26)

yellow	Hall sensor 1	Pin 1
brown	Hall sensor 2	Pin 2
grey	Hall sensor 3	Pin 3
blue	GND	Pin 4
green	V _{Hall} 4.5 ... 24 VDC	Pin 5
	N.C.	Pin 6

Stecker Artikelnummer
Molex 430-25-0600

Wiring diagram for Hall sensors see page 27

Operating Range



Comments

Continuous operation
In observation of above listed thermal resistance (lines 17 and 18) the maximum permissible winding temperature will be reached during continuous operation at 25°C ambient.
= Thermal limit.

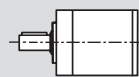
Short term operation
The motor may be briefly overloaded (recurring).

Assigned power rating

maxon Modular System

Overview on page 16 - 21

Planetary Gearhead
Ø52 mm
4 - 30 Nm
Page 248



Recommended Electronics:

DECS 50/5	Page 284
DEC 50/5	285
DECV 50/5	286
DEC 70/10	286
DES 50/5	287
DES 70/10	287
EPOS 70/10	295
EPOS2 50/5	295
Notes	20

Encoder MR
256 - 1024 CPT,
3 channels
Page 259

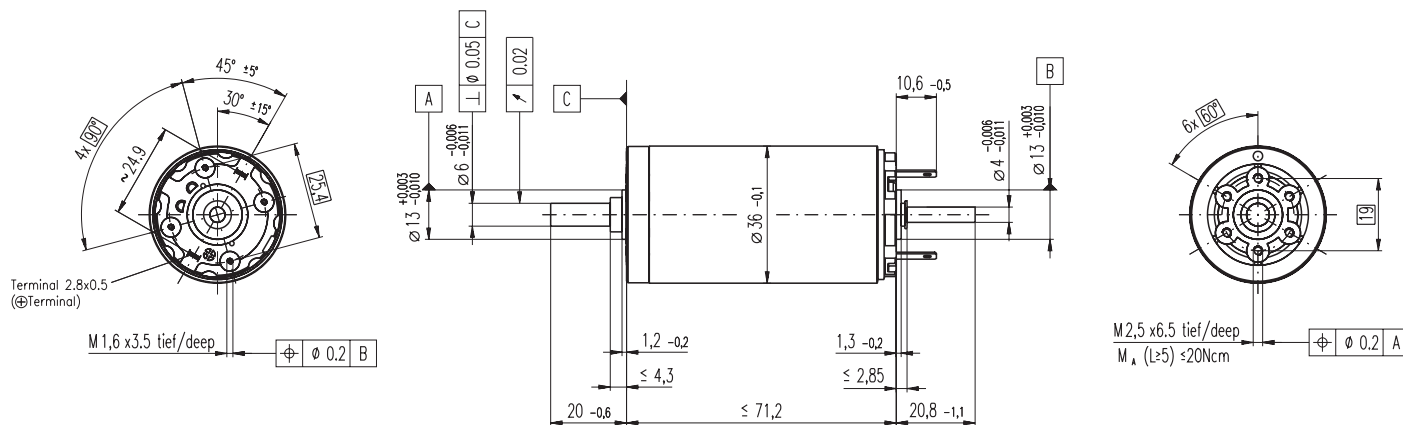
Encoder HEDL 5540
500 CPT,
3 channels
Page 266

Brake AB 28
Ø28 mm
24 VDC, 0.4 Nm
Page 307

Annex D

Especificacions del motor RE 36

RE 36 Ø36 mm, Graphite Brushes, 70 Watt



M 1:2

- Stock program
- Standard program
- Special program (on request)

Order Number

Motor Data

		118797	118798	118799	118800	118801	118802	118803	118804	118805	118806	118807	118808	118809	118810
Values at nominal voltage															
1 Nominal voltage	V	18.0	24.0	32.0	42.0	42.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0	48.0
2 No load speed	rpm	6610	6210	6790	7020	6340	6420	5220	4320	3450	2830	2280	1780	1420	1180
3 No load current	mA	153	105	88.6	70.4	61.4	54.6	41.6	32.6	24.7	19.5	15.2	11.5	8.97	7.31
4 Nominal speed	rpm	5880	5530	6120	6350	5660	5740	4520	3600	2720	2090	1530	1010	651	390
5 Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	70.2	78.2	77.1	77.9	79.9	79.5	81.5	82.2	83.6	84.1	84.1	83.8	84.1	83.1
6 Nominal current (max. continuous current)	A	2.90	2.25	1.82	1.45	1.33	1.18	0.978	0.813	0.660	0.545	0.439	0.343	0.275	0.226
7 Stall torque	mNm	730	783	832	866	786	785	627	504	403	326	258	198	158	127
8 Starting current	A	28.6	21.5	18.7	15.3	12.6	11.1	7.22	4.80	3.06	2.04	1.30	0.784	0.501	0.334
9 Max. efficiency	%	84	85	86	86	86	86	85	84	82	81	79	77	75	72
Characteristics															
10 Terminal resistance	Ω	0.628	1.11	1.71	2.74	3.35	4.32	6.65	10.0	15.7	23.5	36.8	61.3	95.8	144
11 Terminal inductance	mH	0.0988	0.201	0.300	0.487	0.597	0.760	1.15	1.68	2.62	3.87	5.96	9.70	15.1	21.9
12 Torque constant	mNm / A	25.5	36.4	44.5	56.6	62.6	70.7	86.9	105	131	160	198	253	315	380
13 Speed constant	rpm / V	375	263	215	169	152	135	110	90.9	72.7	59.8	48.2	37.8	30.3	25.1
14 Speed / torque gradient	rpm / mNm	9.23	8.05	8.27	8.18	8.14	8.25	8.41	8.65	8.67	8.80	8.96	9.17	9.21	9.51
15 Mechanical time constant	ms	6.00	5.89	5.84	5.81	5.81	5.80	5.81	5.81	5.82	5.83	5.84	5.86	5.85	5.88
16 Rotor inertia	gcm ²	62.0	69.9	67.5	67.8	68.1	67.2	66.0	64.2	64.1	63.3	62.2	61.1	60.7	59.0

Specifications

Thermal data	
17 Thermal resistance housing-ambient	6.4 K / W
18 Thermal resistance winding-housing	3.4 K / W
19 Thermal time constant winding	44.2 s
20 Thermal time constant motor	1120 s
21 Ambient temperature	-30 ... +100°C
22 Max. permissible winding temperature	+125°C
Mechanical data (ball bearings)	
23 Max. permissible speed	12000 rpm
24 Axial play	0.05 - 0.15 mm
25 Radial play	0.025 mm
26 Max. axial load (dynamic)	5.6 N
27 Max. force for press fits (static)	5.6 N
28 Max. radial loading, 5 mm from flange	1200 N
	28 N

Other specifications

29 Number of pole pairs	1
30 Number of commutator segments	13
31 Weight of motor	350 g

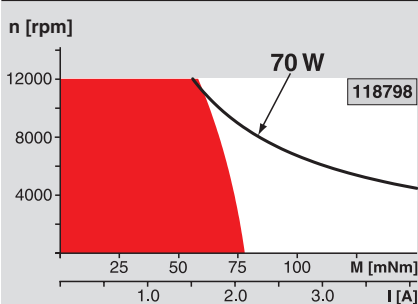
Values listed in the table are nominal.
Explanation of the figures on page 49.

△ Tolerances may vary from the standard specification.

Option

Preloaded ball bearings

Operating Range



Comments

■ **Continuous operation**
In observation of above listed thermal resistance (lines 17 and 18) the maximum permissible winding temperature will be reached during continuous operation at 25°C ambient.
= Thermal limit.

Short term operation
The motor may be briefly overloaded (recurring).

— Assigned power rating

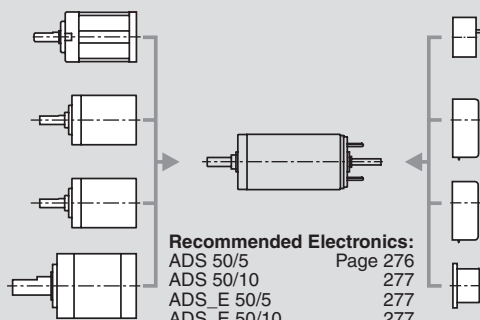
maxon Modular System

Planetary Gearhead
Ø32 mm
0.4 - 2.0 Nm
Page 237

Planetary Gearhead
Ø32 mm
0.75 - 4.5 Nm
Page 239

Planetary Gearhead
Ø32 mm
1.0 - 6.0 Nm
Page 240

Planetary Gearhead
Ø42 mm
3 - 15 Nm
Page 244



Recommended Electronics:
ADS 50/5 Page 276
ADS 50/10 277
ADS_E 50/5 277
ADS_E 50/10 277
EPOS 24/5 294
EPOS2 50/5 295
EPOS P 24/5 297
Notes 18

Overview on page 16 - 21

Encoder MR
256 - 1024 CPT,
3 channels
Page 259

Encoder HEDS 5540
500 CPT,
3 channels
Page 262

Encoder HEDL 5540
500 CPT,
3 channels
Page 264

DC-Tacho DCT
Ø22 mm
0.52 V
Page 271

Annex E

Especificacions del circuit integrat L6203

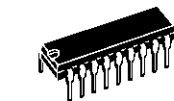
DMOS FULL BRIDGE DRIVER

- SUPPLY VOLTAGE UP TO 48V
- 5A MAX PEAK CURRENT (2A max. for L6201)
- TOTAL RMS CURRENT UP TO
L6201: 1A; L6202: 1.5A; L6203/L6201PS: 4A
- $R_{DS(ON)}$ 0.3 Ω (typical value at 25 °C)
- CROSS CONDUCTION PROTECTION
- TTL COMPATIBLE DRIVE
- OPERATING FREQUENCY UP TO 100 KHz
- THERMAL SHUTDOWN
- INTERNAL LOGIC SUPPLY
- HIGH EFFICIENCY

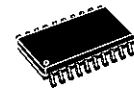
DESCRIPTION

The I.C. is a full bridge driver for motor control applications realized in Multipower-BCD technology which combines isolated DMOS power transistors with CMOS and Bipolar circuits on the same chip. By using mixed technology it has been possible to optimize the logic circuitry and the power stage to achieve the best possible performance. The DMOS output transistors can operate at supply voltages up to 42V and efficiently at high switch-

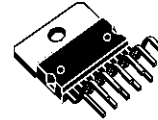
MULTIPOWER BCD TECHNOLOGY



Powerdip 12+3+3



SO20 (12+4+4)



Multiwatt11



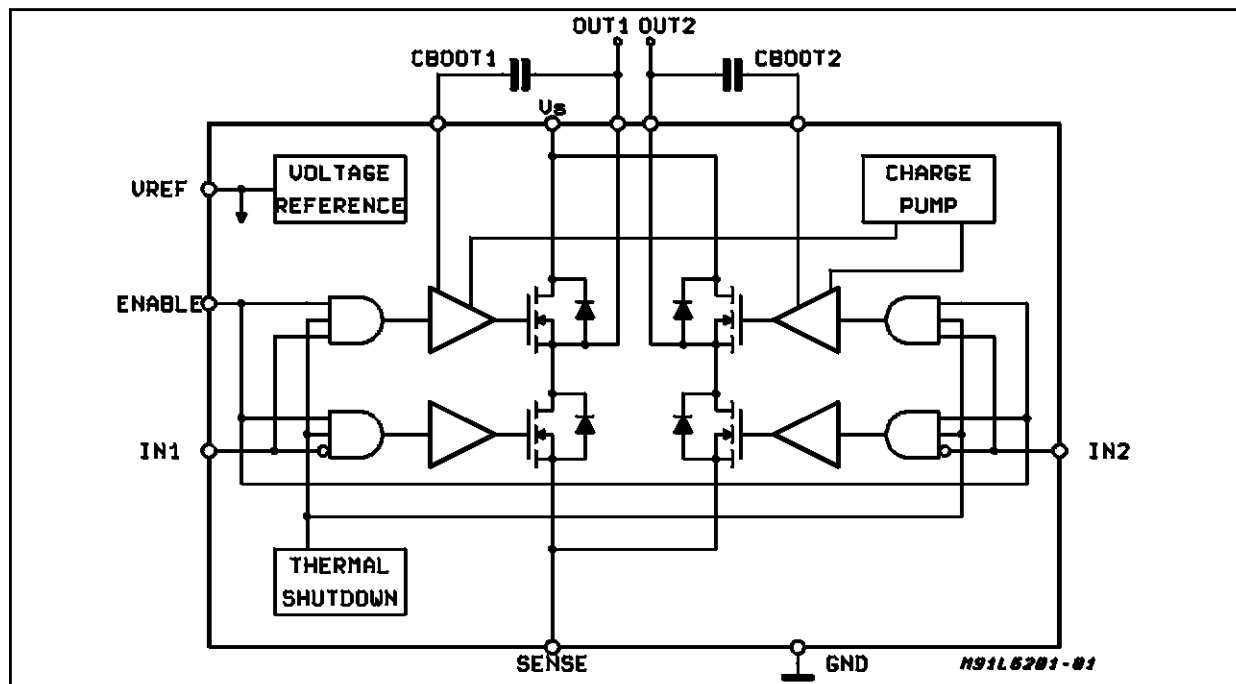
PowerSO20

ORDERING NUMBERS:

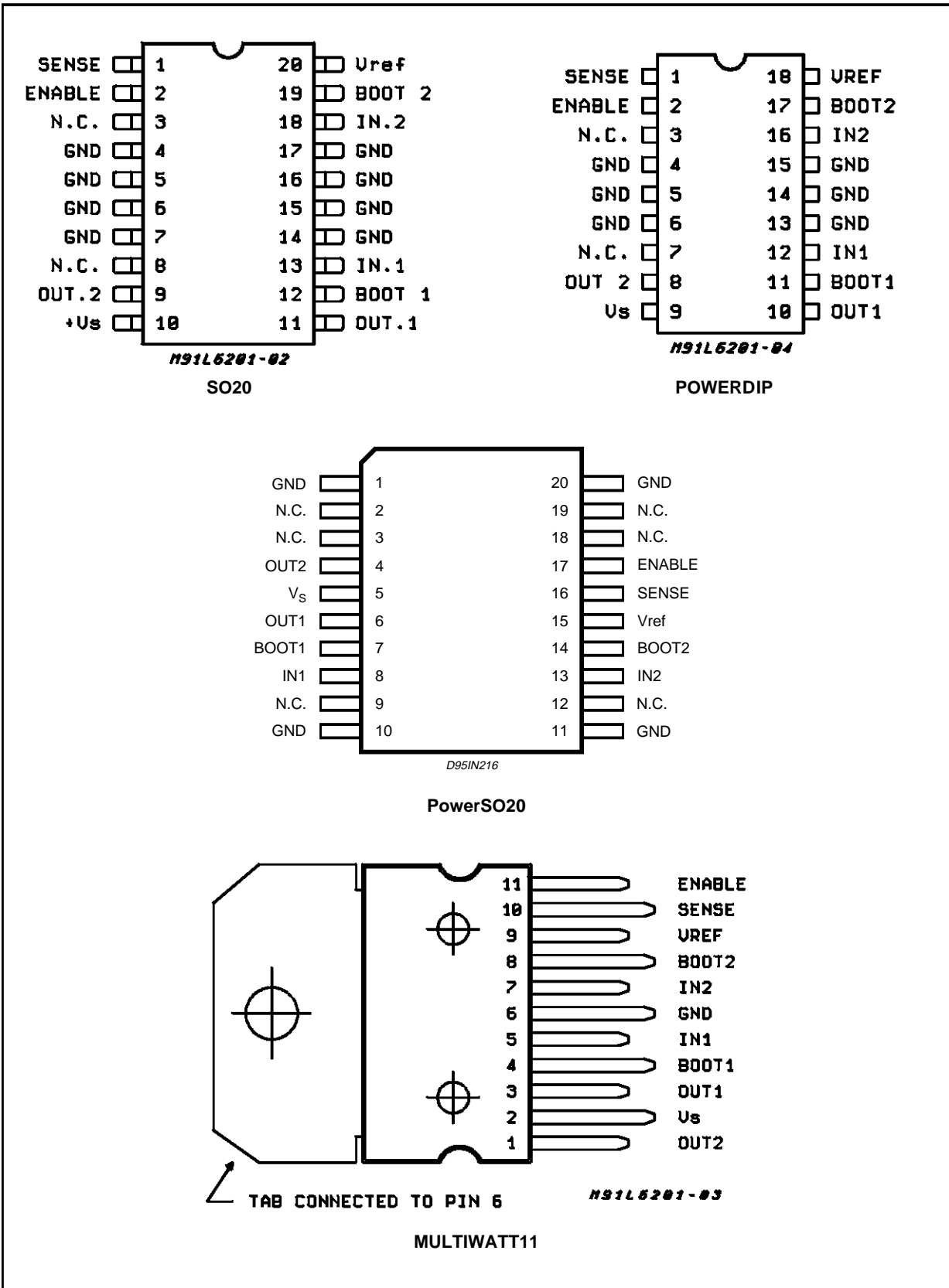
L6201 (SO20)
 L6201PS (PowerSO20)
 L6202 (Powerdip18)
 L6203 (Multiwatt)

ing speeds. All the logic inputs are TTL, CMOS and μ C compatible. Each channel (half-bridge) of the device is controlled by a separate logic input, while a common enable controls both channels. The I.C. is mounted in three different packages.

BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS (Top view)



PINS FUNCTIONS

Device				Name	Function
L6201	L6201PS	L6202	L6203		
1	16	1	10	SENSE	A resistor R_{sense} connected to this pin provides feedback for motor current control.
2	17	2	11	ENAB LE	When a logic high is present on this pin the DMOS POWER transistors are enabled to be selectively driven by IN1 and IN2.
3	2,3,9,12, 18,19	3		N.C.	Not Connected
4,5	–	4	6	GND	Common Ground Terminal
–	1, 10	5		GND	Common Ground Terminal
6,7	–	6		GND	Common Ground Terminal
8	–	7		N.C.	Not Connected
9	4	8	1	OUT2	Output of 2nd Half Bridge
10	5	9	2	V_s	Supply Voltage
11	6	10	3	OUT1	Output of first Half Bridge
12	7	11	4	BOOT1	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
13	8	12	5	IN1	Digital Input from the Motor Controller
14,15	–	13	6	GND	Common Ground Terminal
–	11, 20	14		GND	Common Ground Terminal
16,17	–	15		GND	Common Ground Terminal
18	13	16	7	IN2	Digital Input from the Motor Controller
19	14	17	8	BOOT2	A bootstrap capacitor connected to this pin ensures efficient driving of the upper POWER DMOS transistor.
20	15	18	9	V_{ref}	Internal voltage reference. A capacitor from this pin to GND is recommended. The internal Ref. Voltage can source out a current of 2mA max.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_s	Power Supply	52	V
V_{OD}	Differential Output Voltage (between Out1 and Out2)	60	V
V_{IN}, V_{EN}	Input or Enable Voltage	– 0.3 to + 7	V
I_o	Pulsed Output Current for L6201PS/L6202/L6203 (Note 1)	5	A
	– Non Repetitive (< 1 ms) for L6201	5	A
	for L6201PS/L6202/L6203	10	A
	DC Output Current for L6201 (Note 1)	1	A
V_{sense}	Sensing Voltage	– 1 to + 4	V
V_b	Bootstrap Peak Voltage	60	V
P_{tot}	Total Power Dissipation:		
	$T_{pins} = 90^\circ\text{C}$ for L6201	4	W
	for L6202	5	W
	$T_{case} = 90^\circ\text{C}$ for L6201PS/L6203	20	W
	$T_{amb} = 70^\circ\text{C}$ for L6201 (Note 2)	0.9	W
	for L6202 (Note 2)	1.3	W
	for L6201PS/L6203 (Note 2)	2.3	W
T_{stg}, T_j	Storage and Junction Temperature	– 40 to + 150	$^\circ\text{C}$

Note 1: Pulse width limited only by junction temperature and transient thermal impedance (see thermal characteristics)

Note 2: Mounted on board with minimized dissipating copper area.

L6201 - L6202 - L6203

THERMAL DATA

Symbol	Parameter		Value				Unit
			L6201	L6201PS	L6202	L6203	
$R_{th\ j-pins}$	Thermal Resistance Junction-pins	max	15	—	12	—	°C/W
$R_{th\ j-case}$	Thermal Resistance Junction Case	max.	—	—	—	3	
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	max.	85	13 (*)	60	35	

(*) Mounted on aluminium substrate.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Refer to the Test Circuits; $T_j = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 42\text{V}$, $V_{sens} = 0$, unless otherwise specified).

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_S	Supply Voltage		12	36	48	V
V_{ref}	Reference Voltage	$I_{REF} = 2\text{mA}$		13.5		V
I_{REF}	Output Current				2	mA
I_S	Quiescent Supply Current	EN = H $V_{IN} = L$ EN = H $V_{IN} = H$ EN = L (Fig. 1,2,3) $I_L = 0$		10 10 8	15 15 15	mA mA mA
f_c	Commutation Frequency (*)			30	100	KHz
T_j	Thermal Shutdown			150		°C
T_d	Dead Time Protection			100		ns

TRANSISTORS

OFF						
I_{DSS}	Leakage Current	Fig. 11 $V_S = 52\text{V}$			1	mA
ON						
R_{DS}	On Resistance	Fig. 4,5		0.3	0.55	Ω
$V_{DS(ON)}$	Drain Source Voltage	Fig. 9 $I_{DS} = 1\text{A}$ L6201 $I_{DS} = 1.2\text{A}$ L6202 $I_{DS} = 3\text{A}$ L6201PS/03		0.3 0.36 0.9		V V V
V_{sens}	Sensing Voltage		- 1		4	V

SOURCE DRAIN DIODE

V_{sd}	Forward ON Voltage	Fig. 6a and b $I_{SD} = 1\text{A}$ L6201 EN = L $I_{SD} = 1.2\text{A}$ L6202 EN = L $I_{SD} = 3\text{A}$ L6201PS/03 EN = L		0.9 (**) 0.9 (**) 1.35(**)		V V V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$\frac{dif}{dt} = 25\text{ A}/\mu\text{s}$ $I_F = 1\text{A}$ L6201 $I_F = 1.2\text{A}$ L6202 $I_F = 3\text{A}$ L6203		300		ns
t_{fr}	Forward Recovery Time			200		ns

LOGIC LEVELS

$V_{IN\ L}$, $V_{EN\ L}$	Input Low Voltage		- 0.3		0.8	V
$V_{IN\ H}$, $V_{EN\ H}$	Input High Voltage		2		7	V
$I_{IN\ L}$, $I_{EN\ L}$	Input Low Current	V_{IN} , $V_{EN} = L$			-10	μA
$I_{IN\ H}$, $I_{EN\ H}$	Input High Current	V_{IN} , $V_{EN} = H$		30		μA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)**LOGIC CONTROL TO POWER DRIVE TIMING**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
t_1 (V _i)	Source Current Turn-off Delay	Fig. 12		300		ns
t_2 (V _i)	Source Current Fall Time	Fig. 12		200		ns
t_3 (V _i)	Source Current Turn-on Delay	Fig. 12		400		ns
t_4 (V _i)	Source Current Rise Time	Fig. 12		200		ns
t_5 (V _i)	Sink Current Turn-off Delay	Fig. 13		300		ns
t_6 (V _i)	Sink Current Fall Time	Fig. 13		200		ns
t_7 (V _i)	Sink Current Turn-on Delay	Fig. 13		400		ns
t_8 (V _i)	Sink Current Rise Time	Fig. 13		200		ns

(*) Limited by power dissipation

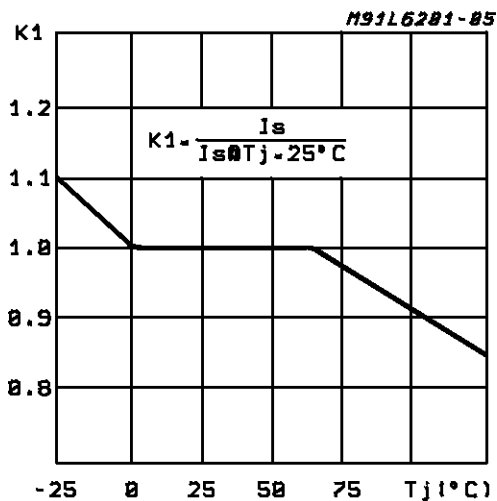
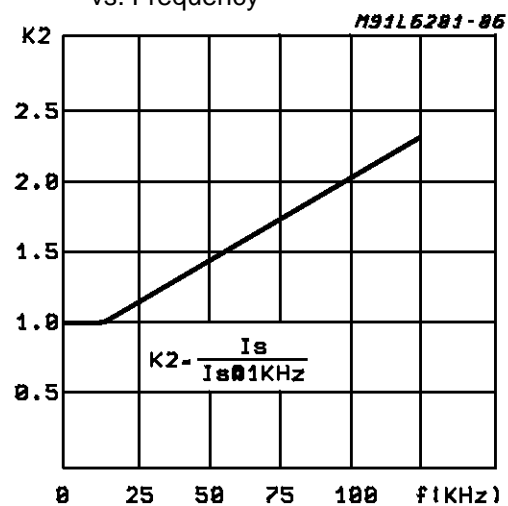
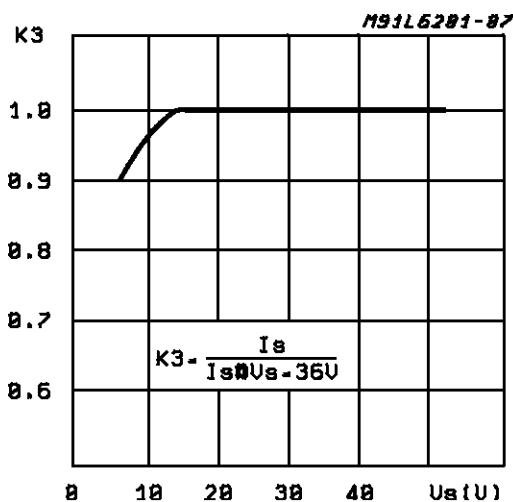
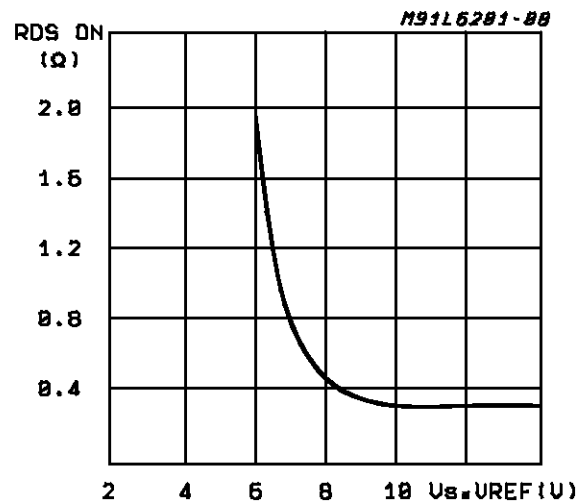
(**) In synchronous rectification the drain-source voltage drop V_{DS} is shown in fig. 4 (L6202/03); typical value for the L6201 is of 0.3V.**Figure 1:** Typical Normalized I_S vs. T_j**Figure 2:** Typical Normalized Quiescent Current vs. Frequency**Figure 3:** Typical Normalized I_S vs. V_S**Figure 4:** Typical R_{DS(ON)} vs. V_S ~ V_{ref}

Figure 5: Normalized $R_{DS(ON)}$ at 25°C vs. Temperature Typical Values

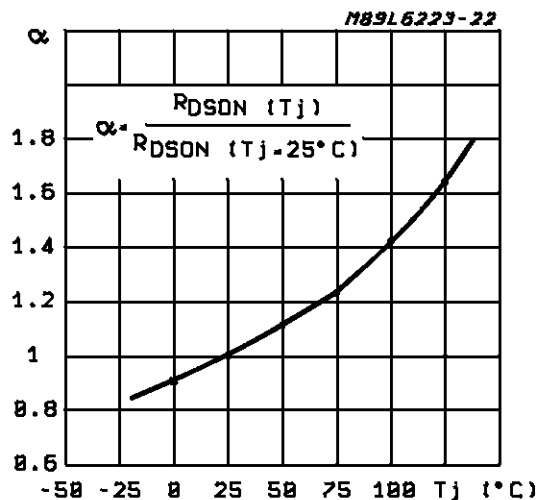


Figure 6a: Typical Diode Behaviour in Synchronous Rectification (L6201)

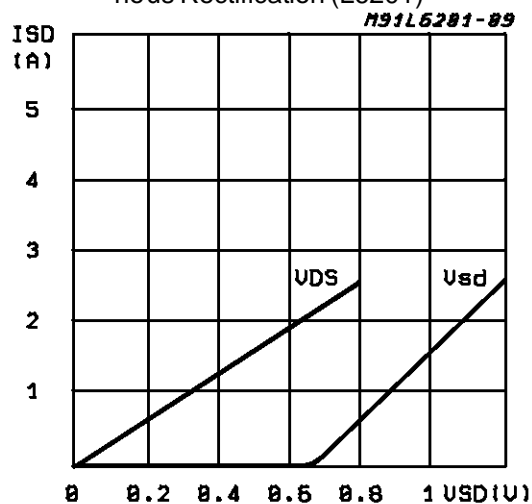


Figure 6b: Typical Diode Behaviour in Synchronous Rectification (L6201PS/02/03)

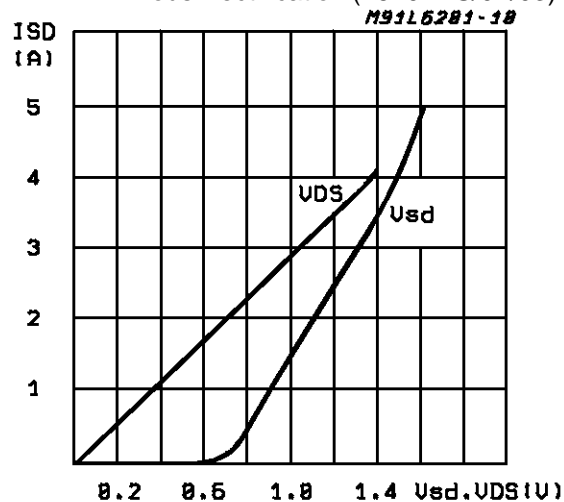


Figure 7a: Typical Power Dissipation vs I_L (L6201)

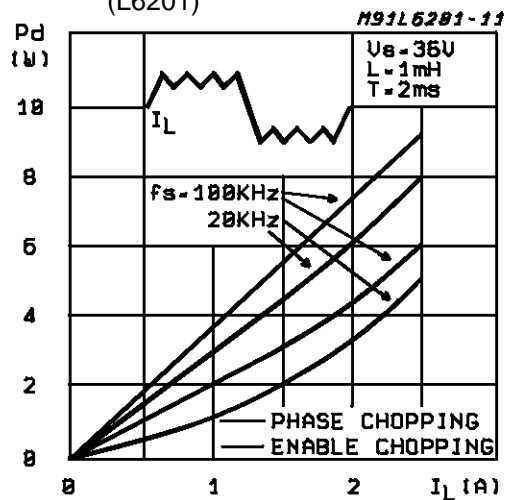
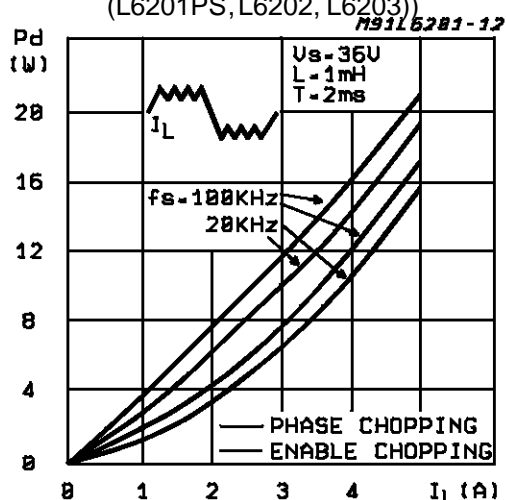


Figure 7b: Typical Power Dissipation vs I_L (L6201PS, L6202, L6203)



Annex F

Especificacions de l'encoder HEDS-5540

Encoder HEDS 5540, 500 Counts per turn, 3 Channels



- Stock program
- Standard program
- Special program (on request!)

Order Number			
110511	110513	110515	

Type			
Counts per turn	500	500	500
Number of channels	3	3	3
Max. operating frequency (kHz)	100	100	100
Shaft diameter (mm)	3	4	6



Combination						Overall length [mm] / see: + Gearhead	
+ Motor	Page	+ Gearhead	Page	+ Brake	Page		
F 2260, 40 W	95					111.9	
F 2260, 40 W	95	GP 62, 8.0 - 50 Nm	229				
F 2260, 80 W	96					147.4	
F 2260, 80 W	96	GP 62, 8.0 - 50 Nm	229				
A-max 26	114-120					63.5	
A-max 26	114-120	GP 26, 0.5 - 2.0 Nm	216				
A-max 26	114-120	GS 30, 0.07 - 0.2 Nm	217				
A-max 26	114-120	GP 32, 0.75 - 6.0 Nm	218/221				
A-max 26	114-120	GP 32, 0.4 - 2.0 Nm	222				
A-max 26	114-120	GS 38, 0.1 - 0.6 Nm	223				
A-max 32	122/124					82.3	
A-max 32	122/124	GP 32, 0.75 - 6.0 Nm	219/221				
A-max 32	122/124	GS 38, 0.1 - 0.6 Nm	223				
EC 32, 80 W	159					78.4	
EC 32, 80 W	159	GP 32, 0.75 - 6.0 Nm	219/221				
EC 40, 120 W	160					88.4	
EC 40, 120 W	160	GP 42, 3.0 - 15 Nm	224				
EC 40, 120 W	160	GP 52, 4.0 - 30 Nm	227				

Technical Data

Supply voltage	5 V ± 10 %
Output signal	TTL compatible
Phase shift Φ (nominal)	90°e
Logic state width s	min. 45°e
Signal rise time (typical at $C_L = 25$ pF, $R_L = 2.7$ k Ω , 25°C)	180 ns
Signal fall time (typical at $C_L = 25$ pF, $R_L = 2.7$ k Ω , 25°C)	40 ns
Index pulse width (nominal)	90°e
Operating temperature range	-40 ... +100°C
Moment of inertia of code wheel	≤ 0.6 gcm ²
Max. angular acceleration	250 000 rad s ⁻²
Output current per channel	min. -1 mA, max. 5 mA

Pin Allocation

Encoder Designation

Pin no. from 3409.506	Designation
1	Channel B
2	Vcc
3	Channel A
4	Channel I
5	GND

Cable with plug:
maxon Art. No. 3409.506
The plug (Harting 918.906.6803) can be fixed in the required position.

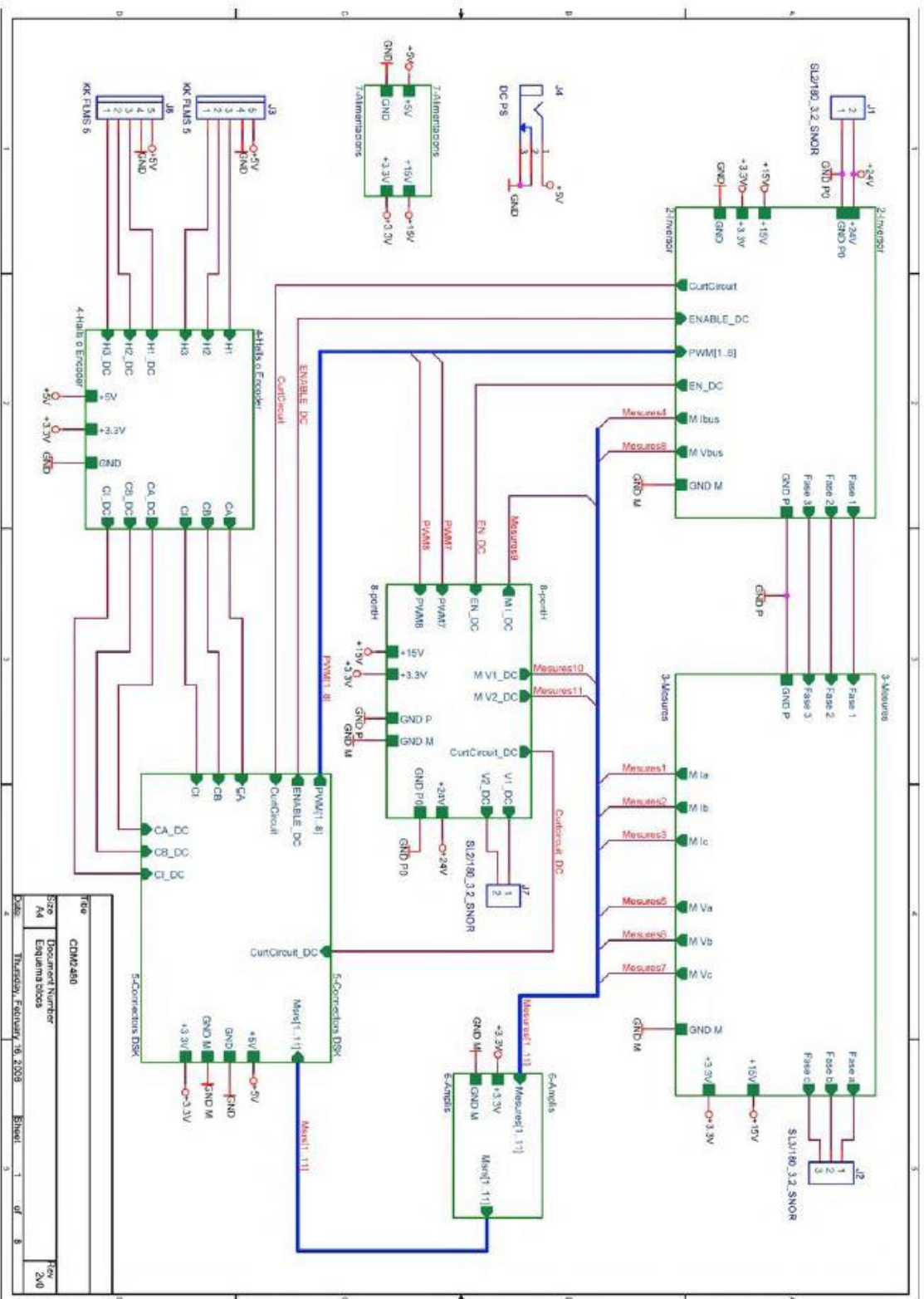
Cable with plug: (compatible with Encoder HEDS5010)
maxon Art. No. 3409.504
The plug (3M 891100101) can be fixed in the required position.

Connection example

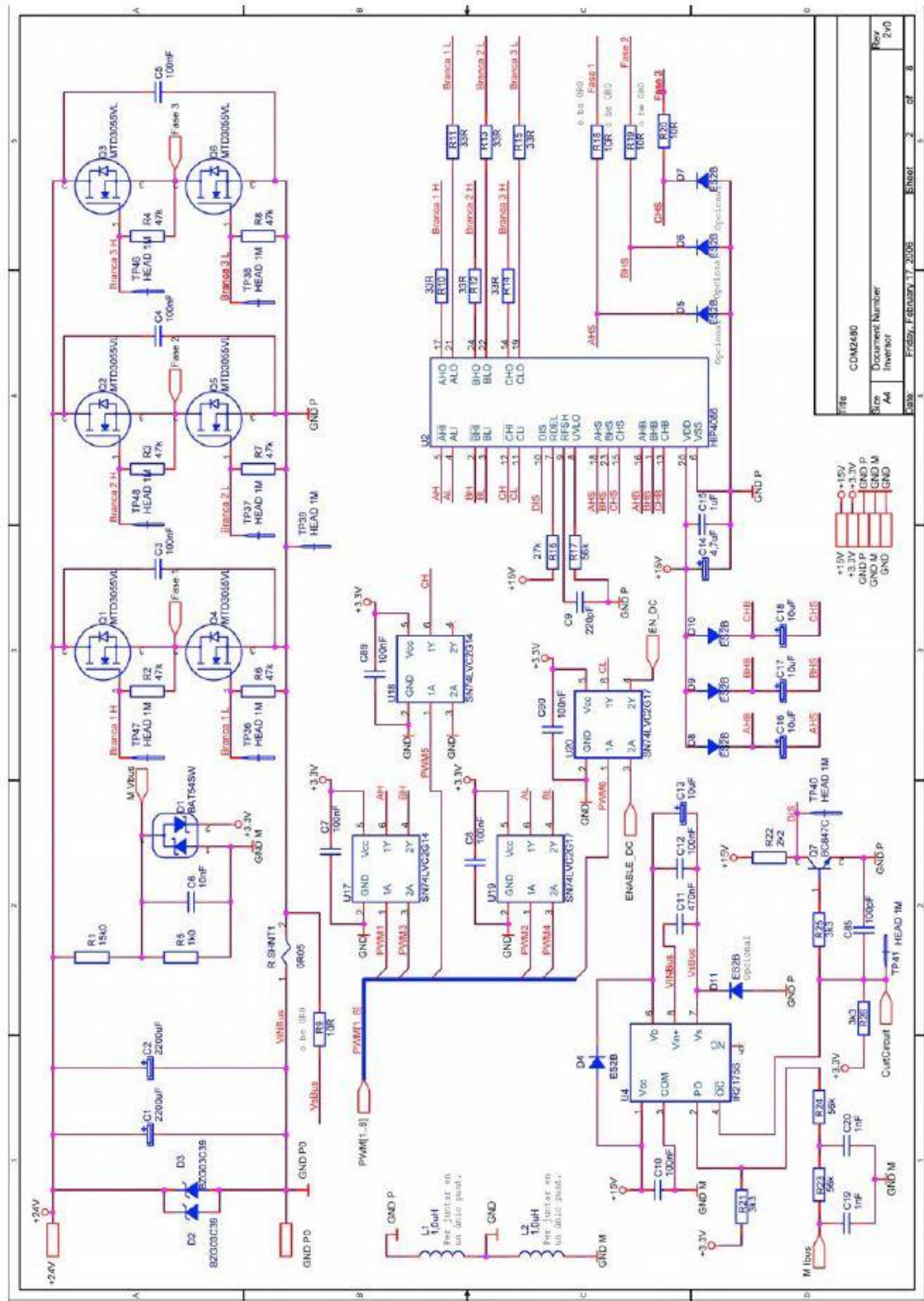
Ambient temperature range $\delta U = 25^\circ\text{C}$

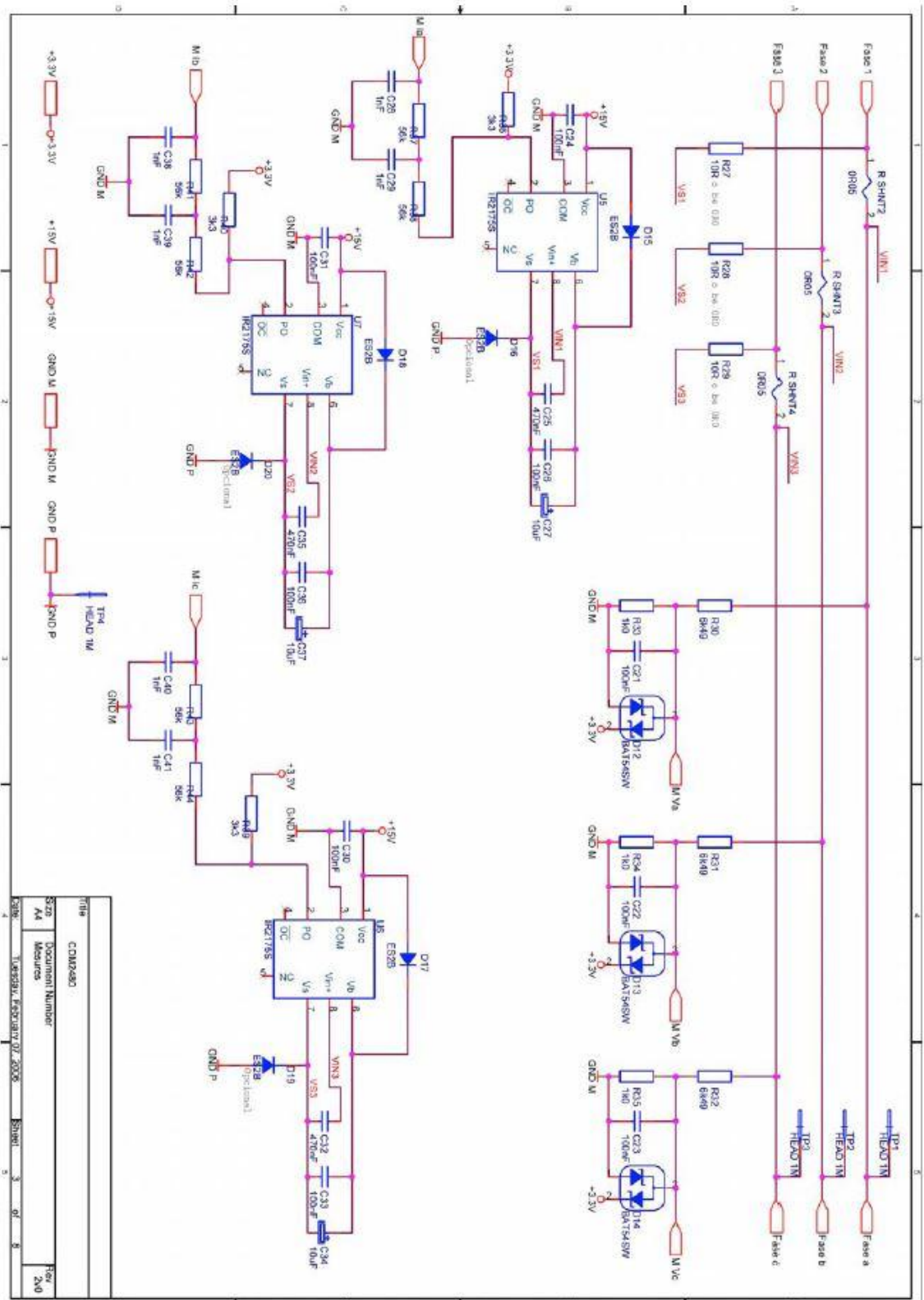
Annex G

Esquemàtics del TestBed



File	CDM2480
Size	Document Number
Ad	Equipment Specs
Date	Thursday, February 16, 2006
Sheet	1 of 8
24V	24V





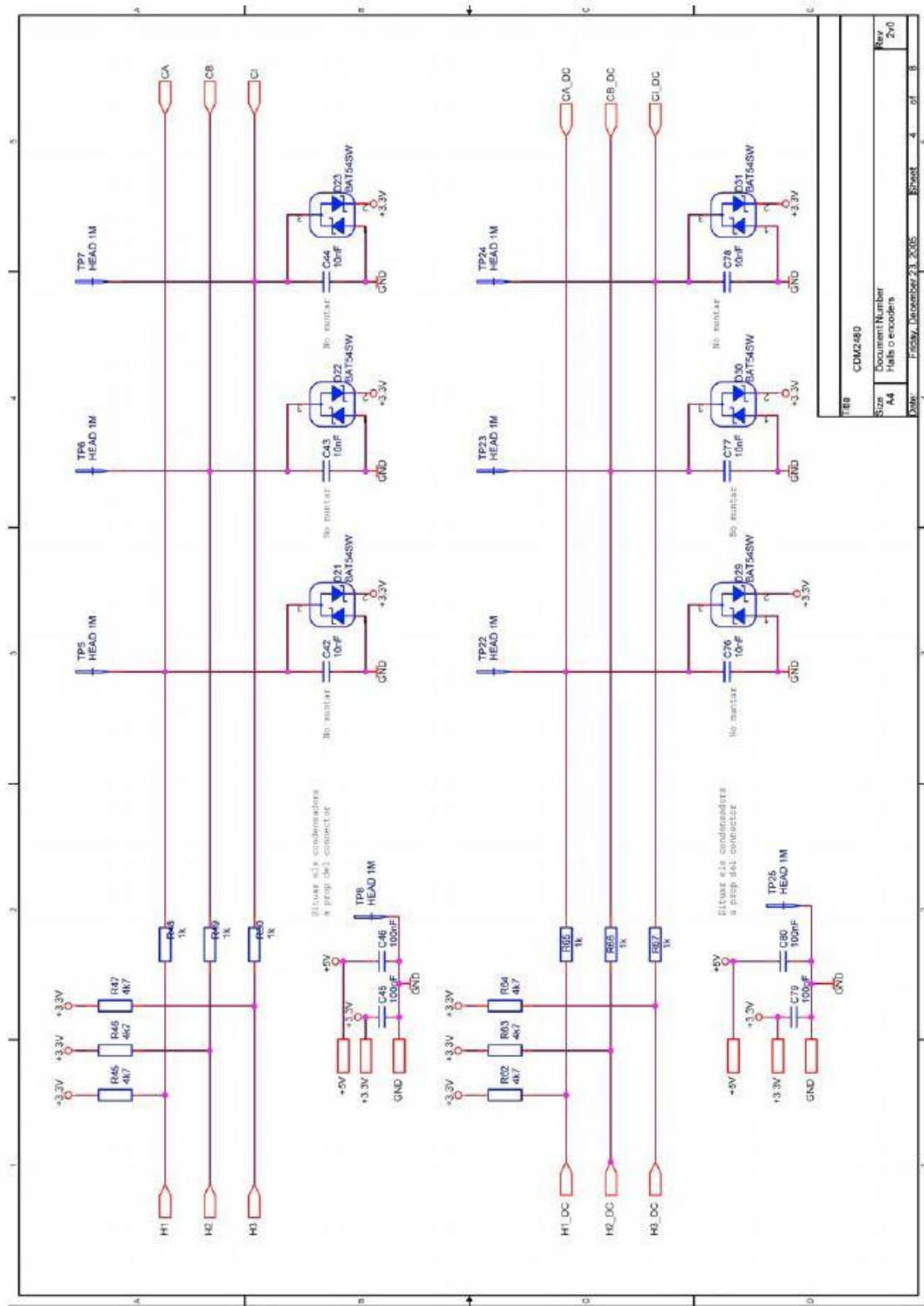
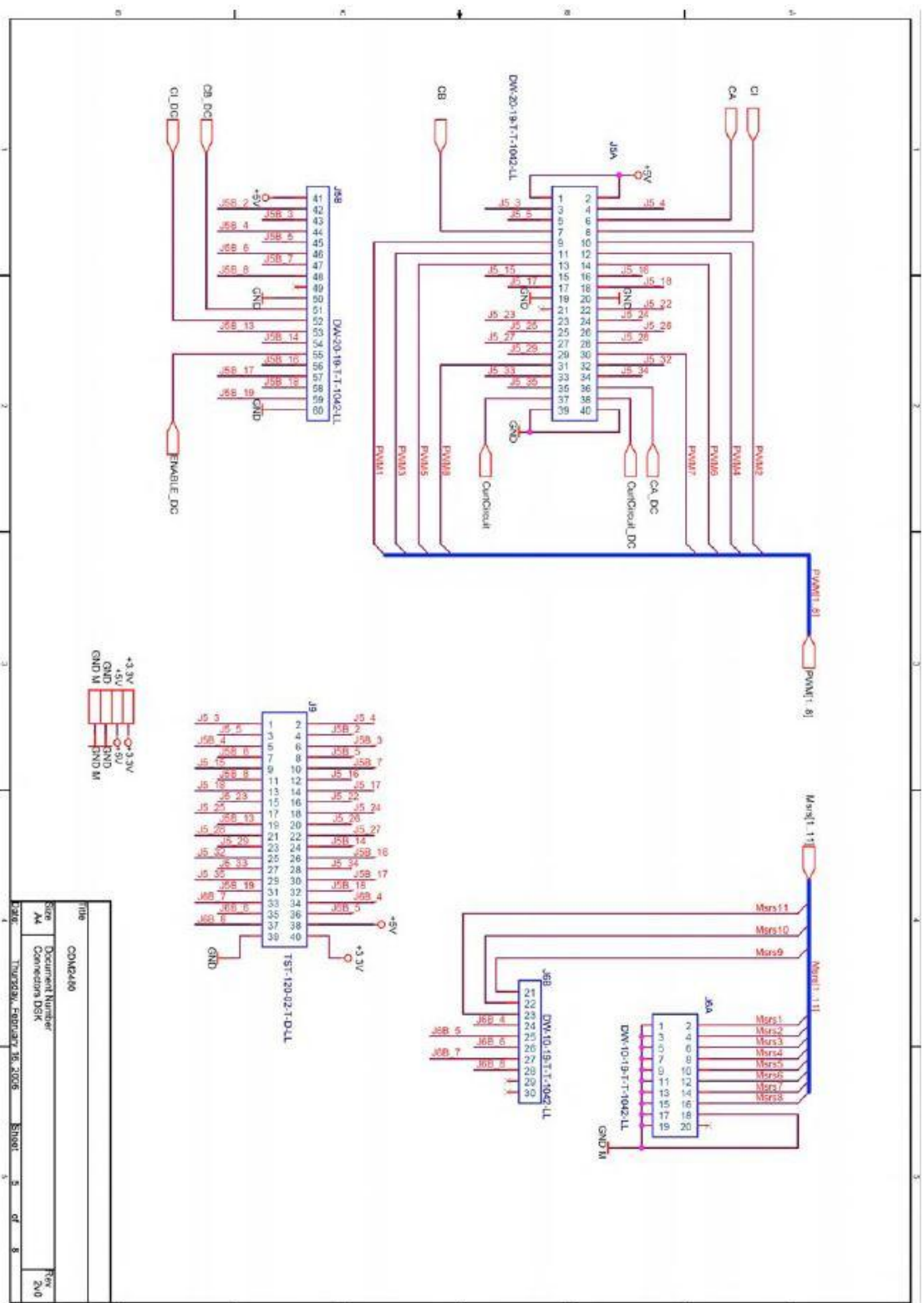
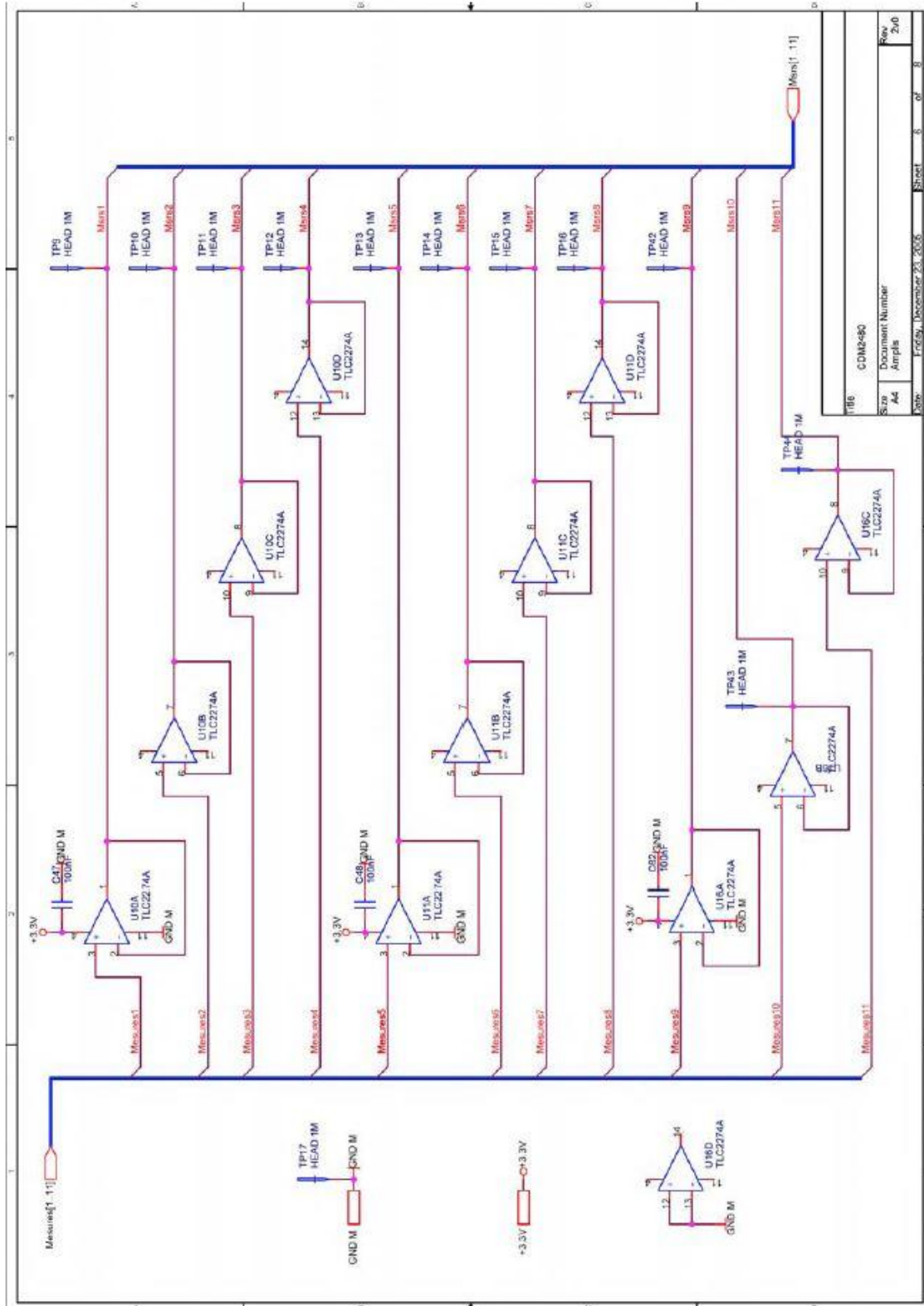


Fig CDM2480		Size	Document Number	Rev
		14	Hals O encoders	2v0
		Page	F033W, December 23, 2005	Sheet
				4 of 8





1186	CDM2-80
Rev	2/0
Docu	Document Number
App	Ampl
Date	Friday, December 23, 2005
Sheet	6 of 8

